Nº 38 — ABRIL/Cr$ 50,00

NOVA ELETRONICA

Controlador de periféricos adota a lógica I2L

Assista o programa que quiser, com os videodiscos

O cuco eletrônico e o Audioscópio, na seção Prática

Curso de semicondutores — 29ª lição
Prática nas técnicas digitais — 16ª lição

Manaus, Santarém, Rio Branco, [illegible], Boa Vista, Macapá, [illegible]

No seu carro o único "quente" deve ser o som. Nunca o Alto-falante!

Certamente, V. já reparou como uma lâmpada acesa fica quente.

É que a lâmpada incandescente por ter um baixo índice de eficiência, aproveita somente 5% da potência nela aplicada para produzir luz, gastando os restantes 95% gerando calor.

Desta forma, uma lâmpada de 40 Watts, produz 2 Watts de luz e 38 Watts de calor. Sua eficiência, portanto, é de 5%, ou seja: 2W em 40W.

Quanto mais potente ela for, mais luz ela produzirá e, proporcionalmente, também mais calor.

Qual a relação então, entre uma lâmpada e um alto-falante para automóveis?

O alto-falante é também um dispositivo de baixa eficiência que aproveita pouca potência para produzir som e gasta a maioria em geração de calor.

Formulemos como hipótese alto-falantes cuja eficiência varie entre 2,5% e 10% e o que isto significaria em termos de rendimento sonoro.

Exemplo 1

Potência aplicada	Eficiência	Aproveitados em som	Transformados em calor
40W	2,5%	1W	39W
40W	5%	2W	38W
40W	10%	4W	36W

É fácil perceber que o alto-falante com 10% de eficiência, produz respectivamente, 2 e 4 vezes mais som que os outros dois.

Exemplo 2

Potência aplicada	Eficiência	Aproveitados em som	Transformados em calor
80W	2,5%	2W	78W
40W	5%	2W	38W
20W	10%	2W	18W

Neste caso, o alto-falante de 20W apresenta o mesmo rendimento dos outros dois, porém com um aquecimento sensivelmente menor.

Portanto, está bem claro, que **escolher eficiência** e não potência é a certeza de ter um **som quente** e não um alto-falante quente.

E a eficiência de um alto-falante de que depende?

Fundamentalmente do peso do imã, pois quanto mais pesado ele for, maior será o fluxo magnético e, consequentemente, maior a sua eficiência.

Também, de diferenças do material e formato do cone. Elas podem determinar surpreendentes variações no rendimento do alto-falante.

Outro fator importante é a qualidade e tamanho da bobina móvel em relação ao conjunto magnético. Isto é: admitindo-se 2 alto-falantes com bobinas de diâmetros diferentes e conjuntos magnéticos iguais, aquele que tiver a bobina de diâmetro menor, será mais eficiente. Por outro lado, quando o que se requer são altas vatagens, torna-se necessário usar bobinas de maior diâmetro e conjuntos magnéticos muito pesados.

Certifique-se sempre do peso do imã. Nos alto-falantes NOVIK, ele vem gravado na etiqueta e na caixa.

Conclue-se pois, **que conhecer o peso do imã**, é o fator primordial para escolher um alto-falante. Por isso, ele deve constar do catálogo e vir estampado na etiqueta e na caixa.

A **"NOVIK"**, da mesma forma que os fabricantes estrangeiros, especifica nos seus catálogos e estampa nas caixas e etiquetas, os pesos dos imãs dos seus alto-falantes para automóveis, por tratar-se de informação fundamental para a segurança do comprador.

O cone, de fabricação exclusiva NOVIK com combinação de fibras especiais selecionadas, é o responsável pela qualidade do som em alta-fidelidade NOVIK.

O conjunto magnético, corretamente calculado e usando imã de ferrite de bário de alto-fluxo, aproveita integralmente o fluxo magnético, eliminando qualquer desperdício.

A bobina móvel, perfeitamente dimensionada e montada sob forma de alumínio, dissipa melhor o calor e suporta mais potência.

Outro fator muito importante, refere-se a escolha do fabricante quanto a tradição, reputação técnica, experiência e garantia que ele oferece.

A **"NOVIK"** empresa líder na fabricação de alto-falantes de alta-fidelidade, com produção aproximada de 25.000 unidades diárias, é a maior fornecedora das melhores fábricas nacionais de alta fidelidade e exportadora tradicional para mais de 15 países, inclusive os EE.UU. Fatos inquestionáveis que só podem determinar sua plena confiança.

Lembre: "NOVIK" lhe oferece **muito mais som e menos calor**. Ela prova e comprova o que diz, tanto na qualidade como na eficiência e durabilidade.

alto-falantes NOVIK

O SOM DO AUTOMÓVEL

NOVA ELETRONICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI
CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen / Joseph E. Blumenfeld / Juliano Barsali / Leonardo Bellonzi
REDAÇÃO Juliano Barsali / José Roberto da S. Caetano / Paulo Nubile
DIAGRAMADOR Eduardo Manzini
ARTE Eduardo Manzini / Antonio T. Chaves / Maria T. Koffler / Miguel Angrisani / Roseli Julias
CORRESPONDENTES: NEW YORK Guido Forgnoni / *MILÃO* Mário Magrone
COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda. / *FOTOLITO* Estúdio Gráfico M.F. Ltda.
IMPRESSÃO Cia. Lithographica Ypiranga / *DISTRIBUIÇÃO* Abril S.A. Cultural e Industrial
NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da *EDITELE* — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Redação, Administração e Publicidade Rua Geórgia, 1.051 — Brooklin — SP.
TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA
CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO, SP. REGISTRO N.º 9.949-77 — P.153

Kits	Multitimer, o temporizador com inúmeras aplicações	2
Seção do principiante	Carta de referência de circuitos digitais básicos	10
	O problema é seu	14
Teoria e informação	Componentes	16
	Noticiário	20
	Notícias da NASA	23
	Conversa com o leitor	25
	Idéias do lado de lá	27
	Livros em revista	28
	A tabela do mês	30
	Novidades industriais	31
	Antologia do integrado PLL LM565	33
	Algo de novo nas TVs: vídeo-discos	38
Audio	Sonorização de ambientes domésticos, no Brasil, em 1980 — conclusão	44
	Em pauta...	53
Prática	Audioscópio, sinais de áudio em sua tela de TV	58
	Um cuco eletrônico, para sonorizar brinquedos ou relógios digitais	61
Seção PY/PX	Existe perigo nas freqüências extremamente baixas?	65
Engenharia	Prancheta do projetista — série nacional	68
	Prancheta do projetista	69
	Os retificadores fase simples com filtros RC	72
Suplemento Byte	Um microcomputador que trabalha sozinho ou junta forças com outros integrados	87
	Controlador de periféricos adota lógica I^2L	94
Cursos	Prática nas técnicas digitais — 16ª lição	99
	Curso de semicondutores — 29ª lição	121

Todos os direitos reservados; proibe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provados em laboratório próprio antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

MULTITIMER

Para você deixar de se preocupar com o tempo

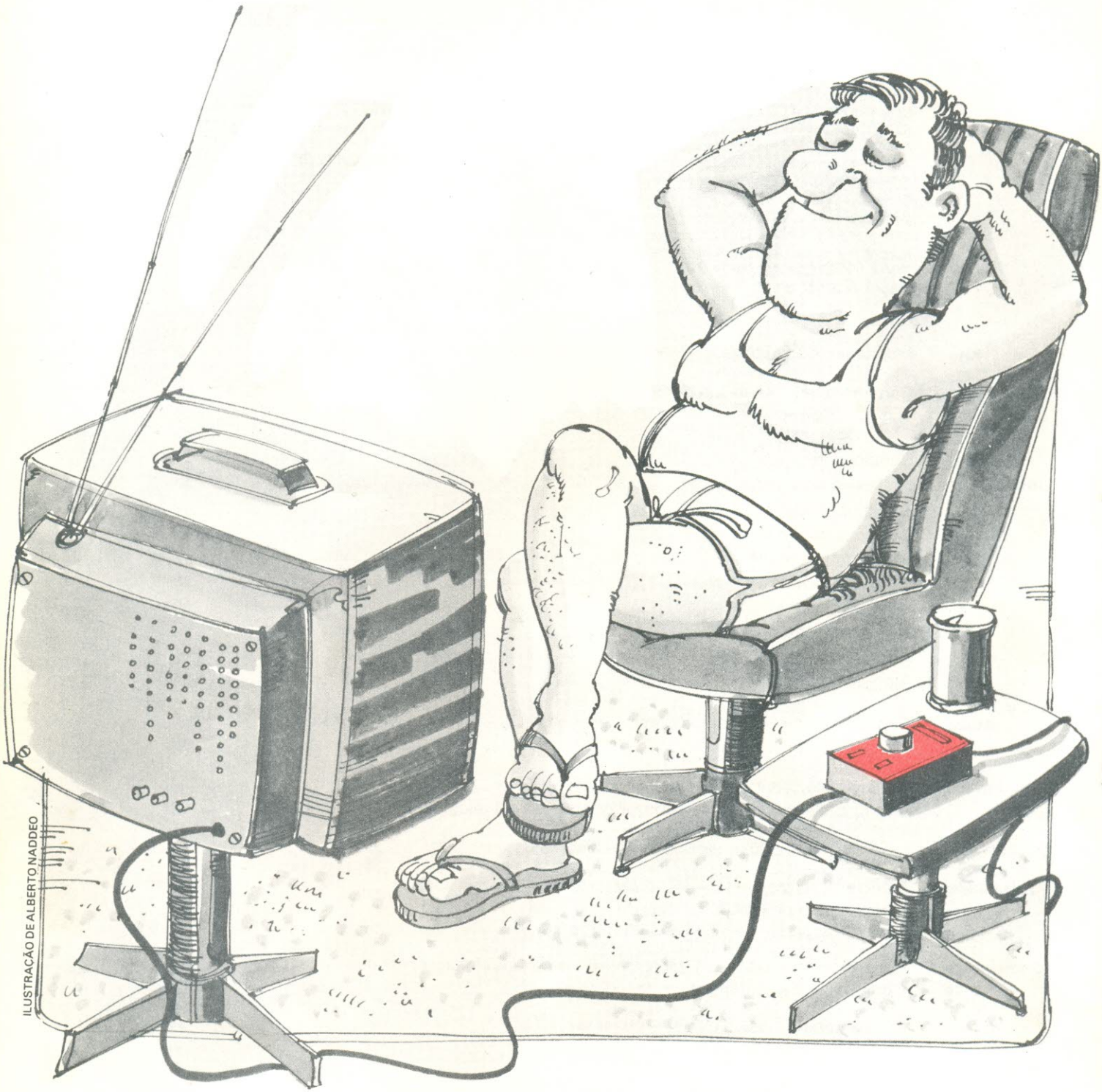


ILUSTRAÇÃO DE ALBERTO NADDEO

Antes de tudo, uma opção útil e confortável para as inúmeras ocasiões em que é desejável controlar o tempo de funcionamento de determinados equipamentos. Mas, e além disso, especialmente se você é do tipo que sente uma certa sonolência após algum tempo diante da TV, às vezes esquece que colocou algo no forno para assar, ou então gosta de deitar e "curtir" um sonzinho até o sono chegar, encontrará nele a escolha ideal para sua maior tranquilidade — o MULTITIMER.

- um controlador de tempo programável para qualquer aparelho que funcione em 110/220 VCA, consuma até 6 A.
- com faixa de operação básica de 5 minutos a 4 horas e ajuste do tempo por meio de um potenciômetro no painel.
- possibilidade de alteração para qualquer outro valor de tempo, através de *jumpers* e/ou modificações.
- dois modos de operação: previamente desligado e após certo tempo ligado; previamente ligado e depois desligado.

Nos referimos a um novo *kit*, um temporizador programável para controlar o tempo que desejamos ver ligado ou desligado um aparelho qualquer. Através de uma operação rápida e simples de ajuste, a preocupação com o tempo passa a ser tarefa do *multitimer*. A priori ele trabalha numa faixa de 5 minutos a 4 horas, mas, com pequenas modificações poderá lhe fornecer qualquer outro valor de tempo, desde que seja mais conveniente. Como fazer estas modificações você saberá à medida que avançarmos nas explicações do circuito.

Quanto à sua utilização, poderá ser conectado a aparelhos de TV, rádios, alarmes ou quaisquer outros dispositivos que funcionem em 110 ou 220 VCA e não drenem mais que 6 A, limite do relé controlador usado.

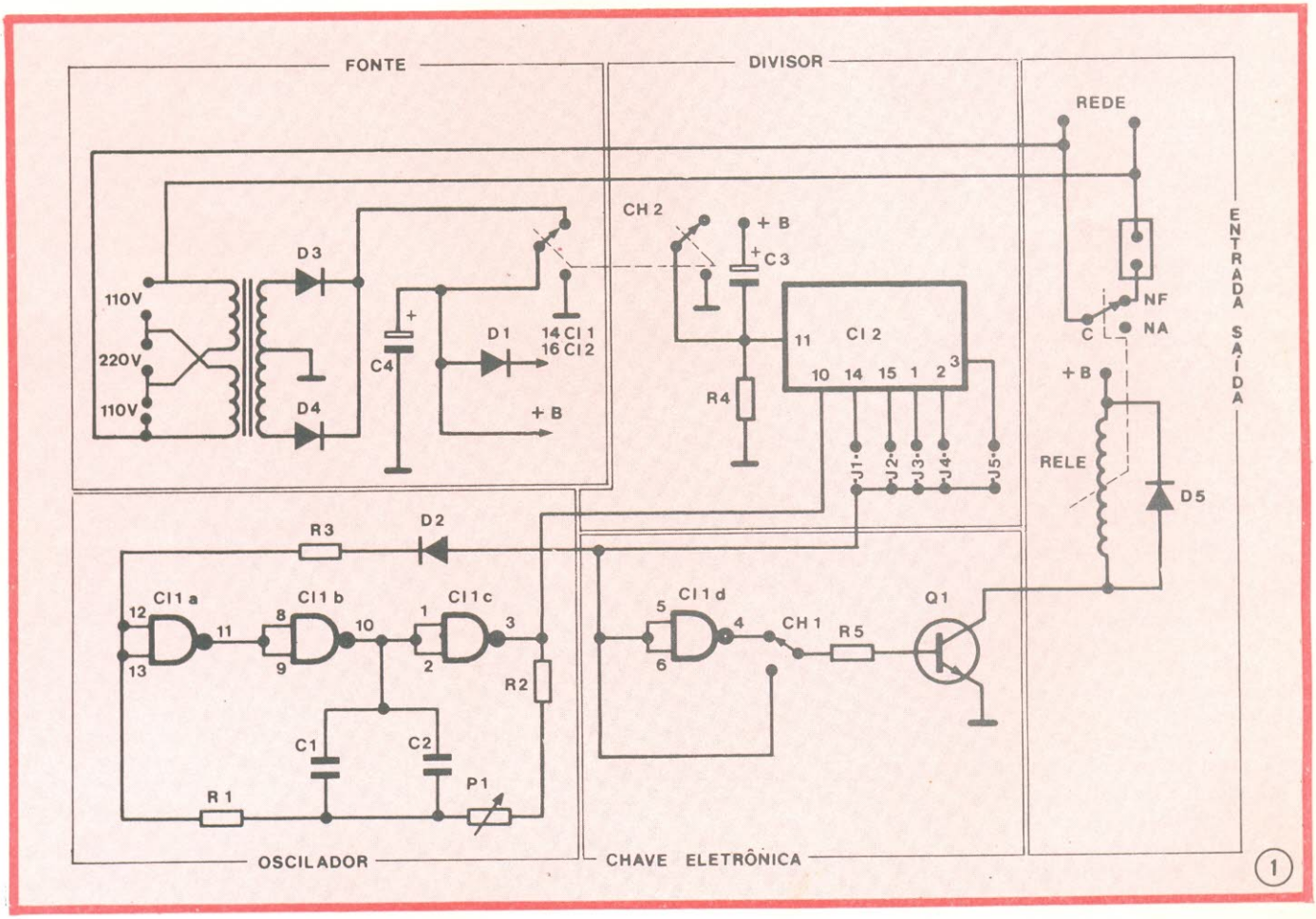
Para maior versatilidade o temporizador possui duas chaves que determinam seu funcionamento:
a primeira seleciona o modo de operação — previamente ligado e após certo tempo (dado pelo potenciômetro) desligado, e vice-versa — previamente desligado e após algum tempo ligado.
a segunda liga ou desliga o temporizador, fazendo com que o aparelho conectado a ele seja diretamente ligado à rede ("direto") ou fique subordinado ao controle de tempo ("ligado").

Descrição geral do circuito

Para melhor compreender o funcionamento do "Multitimer", este teve seu circuito dividido em 5 blocos distintos e discriminados na figura 1. Vejamos então como se comporta cada um deles na seqüência:

1) **Fonte.** O transformador, os diodos D3 e D4, e o capacitor C4 formam a fonte de alimentação do circuito, fornecendo ao mesmo uma tensão de 12 V aproximadamente.

Neste mesmo bloco encontramos a chave 2 que numa posição ("direto") fará com que o dispositivo seja ligado ▶



à rede, e na outra ("ligado") fará com que se submeta ao controle do temporizador.

2) **Oscilador.** CIa, CIb e CIc (porta NE) formam o oscilador, cuja freqüência de oscilação (controlada por P1) pode ser dada segundo a fórmula 1:

$$f \cong \frac{1}{1{,}4(R2 + P1)(C1 + C2)}$$

$$T \cong 1{,}4(R2 + P1)(C1 + C2)$$

Então, quando P1 estiver no seu valor mínimo do sinal proveniente do oscilador, que será:

$T \cong 1{,}4R2\ (C1 + C2)$, substituindo os valores do nosso circuito obteremos

$T \cong 1{,}4 \times 100\ k \times 1\ uF \cong 0\ 13\ s$

E, quando P1 estiver no seu máximo valor (4,7 MΩ), teremos o máximo período desse sinal.

$T \cong 1{,}4\ (R2 + 4{,}7 \times 10^6)(C1 + C2)$

$T \cong 6.32\ s$

Observação: Os cálculos foram feitos com base nos seguintes dados:

R2 = 100 k ohms

C1 = C2 = 470 nF

Este oscilador funcionará como *clock* para o integrado CI2, que é um divisor de freqüência.

Ainda neste bloco, R3 e D2 fazem a inibição do oscilador ao término do tempo programado; isto fará com que o dispositivo fique permanentemente ligado ou desligado (dependendo do modo de operação) até que você desligue o temporizador.

3) **Divisor de freqüência.** O CI2 *a priori* e em termos práticos, divide a freqüência de *clock* por 2048 (2^{11}), isto é, após a realização de 2048 ciclos de *clock* haverá a elevação do nível do sinal de saída (no caso, o pino 1 é a saída do Divisor).

Se a freqüência de entrada *(clock)* é dividida por 2048, então, para calcularmos o tempo em que a saída mudará de estado bastará multiplicar o período de *clock* por 2048. Desse modo teremos:

$t_{min} = 0{,}132 \times 2048$ segundos

$t_{máx} = 6{,}32 \times 2048$ segundos

Considerando-se a tolerância dos valores de C1 e C2 (± 10%), de P1 (± 20%) e R2 (± 5%), e considerando-se também que estes componentes encontram-se em maior freqüência com valores acima do nominal (dentro da respectiva tolerância) temos:

$t_{min} = 5$ minutos

$t_{máx} = 4$ horas

Se quisermos mudar a faixa de tempo do temporizador poderemos recorrer a uma entre duas opções:

I — Mudar a saída do divisor. No próprio *lay-out* você encontrará acesso a outras saídas do CI2, que dividem a freqüência de entrada por 512, 1024, 4096 e 8192. Então, sem que seja necessária nenhuma troca de componentes, apenas como uma conexão de *jumper,* você terá a seu dispor as seguintes faixas de tempo (válido somente para o CI 4020):

de 1 minuto e 15 segundos a 1 hora (*jumper* J1)
de 2 minutos e 30 segundos a 2 horas (*jumper* J2)
de 5 minutos a 4 horas (*jumper* J3)
de 10 minutos a 8 horas (*jumper* J4)
de 20 minutos a 16 horas (*jumper* J5)

No caso de CI2 ser o 4040:

de 1 minuto e 15 segundos a 1 hora (J1)
de 2 minutos e 30 segundos a 2 horas (J2)
de 5 minutos a 4 horas (J3)
de 5 segundos a 4 minutos (J4)
de 2,5 segundos a 2 minutos (J5)

E no caso de CI2 ser o 4060:

de 20 segundos a 16 minutos (J1)
de 1 minuto e 15 segundos a 1 hora (J2)
de 5 minutos a 4 horas (J3)
de 10 minutos a 8 horas (J4)
de 20 minutos a 16 horas (J5)

II — Você pode também mudar a freqüência do oscilador, para obter outras faixas de tempo. Para isso, encontrará no apêndice, que forneceremos mais a frente, um esquema seguido de um exemplo de como calcular o valor dos componentes para conseguir qualquer faixa de tempo desejada.

O *kit* foi previamente concebido para trabalhar de 5 minutos a 4 horas, e trabalhando nestas condições não requer qualquer cálculo ou mudança por parte do montador, bastando para seu desempenho tão somente a ligação do *jumper* J3.

4) **Chave eletrônica.** O transistor Q1 funciona como chave, isto é, ao ser aplicado um certo nível de tensão positiva à sua base, ele se satura, fechando o circuito de alimentação do relé. Se não for aplicada nenhuma tensão à sua base, ele permanece cortado, ficando desenergizado o relé.

Neste bloco há ainda a chave 1, que nos dá o modo de operação do "Multitimer". Antes de explicar o funcionamento desta chave é interessante notar que neste *kit* estamos usando o contato normalmente fechado do relé e, portanto, se este estiver desenergizado teremos a tensão da rede presente na tomada do temporizador. Havendo a energização do relé, o contato abrirá, interrompendo a tensão presente na tomada do dispositivo.

Em conseqüência, se tivermos a chave ligando a saída de CI1d ao resistor de base de Q1 (modo 1), teremos o aparelho conectado à tomada do temporizador desligado e ao se extinguir o tempo pré-programado (através de P1) o mesmo será automaticamente ligado; na outra posição (modo 2), ligando diretamente a saída de CI2 ao resistor de base de Q1, teremos o aparelho previamente ligado e ao se extinguir o tempo pré-programado este será automaticamente desligado. Observe o painel do *kit,* o qual indica com figuras estes dois modos de operação.

5) **Entrada/Saída.** No boco Entrada/Saída é feita a interligação rede-transformador-relé-tomada, de tal modo a oferecer à tomada a tensão da rede presente ou não, em tempos previstos pelo montador.

Apêndice

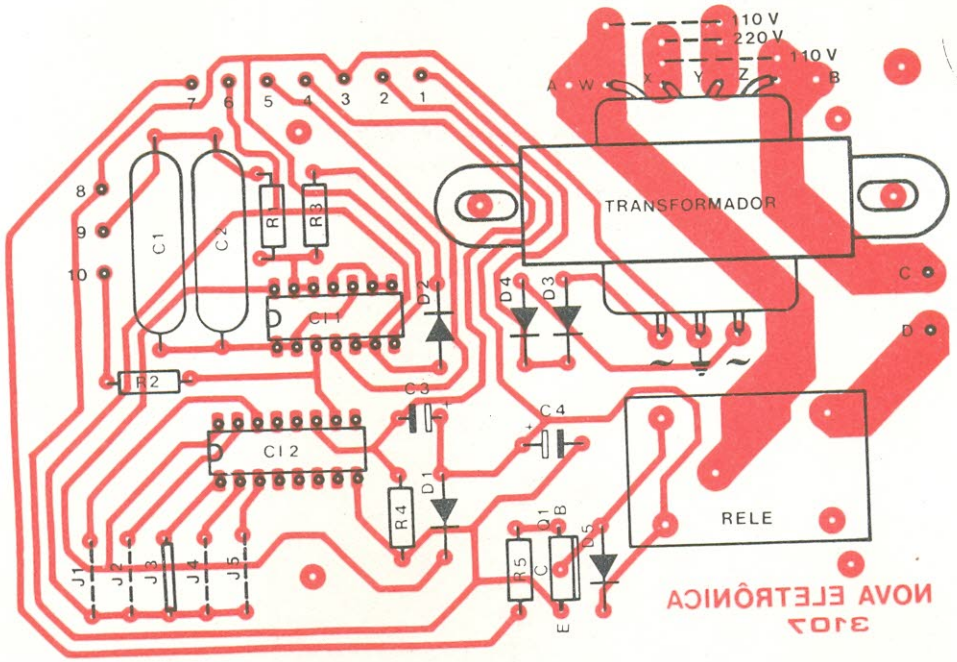
No caso de desejar que seu *kit* funcione em outros intervalos de tempo, siga a seguitne seqüência de trabalho:

1.º Escolha a faixa de tempo desejada.

2.º Escolha a saída mais apropriada do divisor. No caso do 4020 tem-se:
conectando-se J1 a freqüência de entrada dividida por 512.
conectando-se J2 a freqüência de entrada dividida por 1024.
conectando-se J3 a freqüência de entrada dividida por 2048.
conectando-se J4 a freqüência de entrada dividida por 4096.
conectando-se J5 a freqüência de entrada dividida por 8192.

3.º Divida os tempos máximos e mínimo escolhidos no 1.º ítem (em segundos) por 512, 1024..., dependendo do integrado usado como CI2 e da saída do divisor escolhida. Assim você terá em mãos o $t_{máx}$ e t_{min} do oscilador.

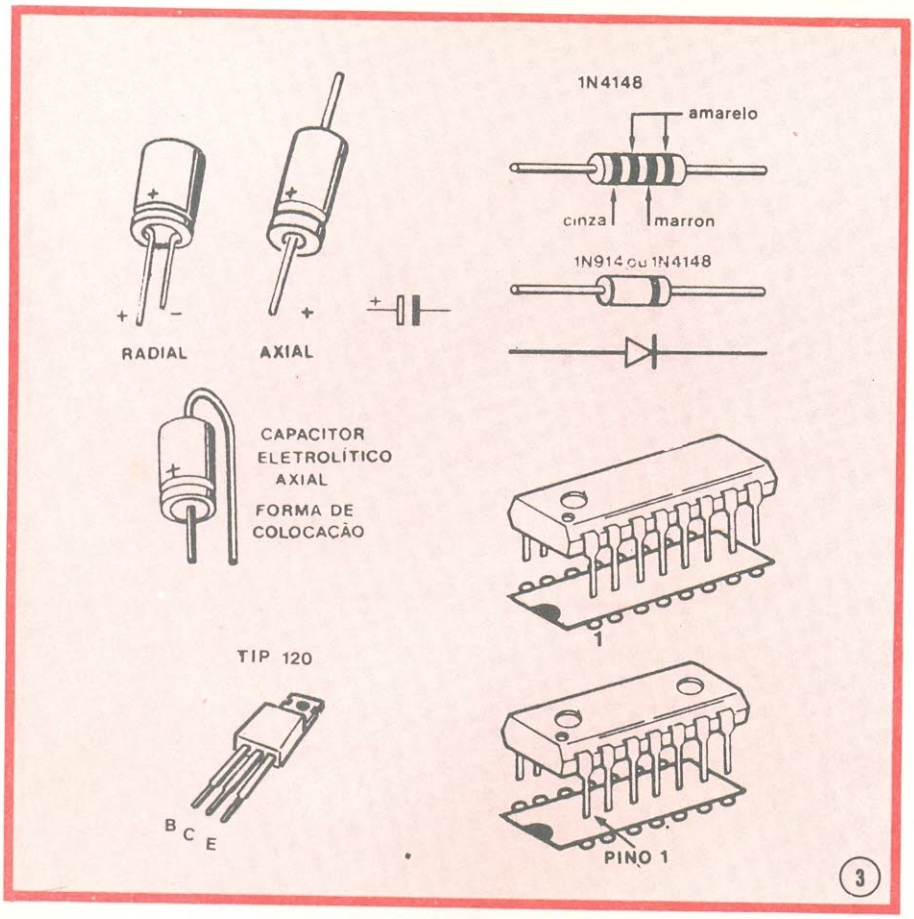
4.º Coloque os dois valores encontrados no 3.º ítem na fórmula 1 e recalcule os valores de C1, C2, P1 e R2.



Os Catarinenses já não tem problemas para comprar Kits Nova Eletrônica e componentes

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Liberato Bitencurt Nº 1.999
Florianópolis
tel.:44-3771



Exemplo

1.º Faixa escolhida = 1 hora a 10 horas.
2.º Saída do divisor escolhida = dividindo por 4096 (no caso tendo em maõs o C12, e conectando J4).
3.º $t_{máx} = \frac{36000\ s}{4096} = 8,8\ s$

$t_{min} = \frac{3600\ s}{4096} \quad 0,88\ s$

4.º Usando-se o potenciômetro temos:
$0,88 = 1,4.R2.C_X$ (a) $\quad (C_X = C1 + C2)$
$8,8 = 1,4(R2 + 4,7 \times 10^6)C_X$ (b)
em (a) temos: $C_X = \frac{0,88}{1,4R2}$

substituindo-se em (b) temos:
$8,8 = 1,4\ (R2 + 4,7.X10^6)\ \frac{0,88}{1,4R2}$

onde $R2 \cong 560$ k ohms
substituindo-se R2 em (a):
$C_X = \frac{0,88}{1,4.560.10^6}$

$C_X + 1,1\ \mu F$
Como $C_X = C1 + C2$
C1 = 1 µF e C2 = 100 nF

Observação: Se forem necessários capacitores de valores diferentes de 470 nF que acompanham o *kit* (C1 e C2), escolha-os cuidando para que sejam de poliester metalizado, mylar ou schiko, pela baixa tolerância.

Montagem do "Multitimer"

Vamos então à montagem do nosso temporizador. De início você deverá se basear pela figura 2, que mostra o *lay-out* da placa impressa com suas duas faces superpostas.

Antes de pegar a placa propriamente dita, porém, alguns fios deverão ser preparados para as futuras ligações. Comece cortando o cabo de 3 veias em 3 pedaços de mesmo comprimento (mais ou menos 16 cm).

No momento você usará apenas um dos pedaços, por isso deixe de lado os outros dois, por enquanto.

Retire um dos 3 fios para a confecção dos *jumpers* do circuito. Corte um pedaço de 2 cm desse fio, desencape 5 mm de cada ponta e solde o *jumper* no local indicado com J3 na placa (se quiser faixas de tempo diferentes da apresentada no painel — de 5 min a 4 hs., já sabe: siga as instruções dadas ainda há pouco na explicação do "Divisor" e no "Apêndice").

Se você for usar o temporizador em 110 V, corte 2 pedaços de fio de 2,5 cm (do mesmo que tirou J3), desencape 5 mm das pontas e solde os dois *jumpers* nos lugares assinalados com "110V" (próximos ao transformador). Caso vá utilizá-lo em 220 V, confeccione apenas um *jumper* de 1,8 cm, desencape 5 mm em cada uma de suas extremidades e solde-o no lugar marcado "220 V".

A seguir, posicione os resistores R1, R2, R3, R4 e R5 na placa, dobre seus terminais na distância necessária, solde-os e corte os excessos de seus terminais.

Agora é a vez dos semicondutores. Estes merecem cuidado todo especial na soldagem para que não sejam sobreaquecidos, danificando-se. Posicione, solde e corte os excessos de terminais dos diodos D1, D2, D3, D4 e D5, mas antes observe a figura 3 que mostra o posicionamento correto dos mesmos.

Quanto à Q1, veja também a figura 3 para identificar seus terminais, posicione-o na placa, solde-o e corte-lhe as sobras de terminais.

Ainda a figura 3, mostrará a posição correta de fixação dos circuitos integrados C11 e C12, complementada com o próprio desenho da placa.

Agora os capacitores. Destes, C3 e C4 merecem maior atenção por se tratarem de eletrolíticos e portanto possuírem polaridade. Novamente a figura 3 poderá ser consultada em caso de dúvida. C1 e C2 não apresentam qualquer segredo. Colocados todos os capacitores, solde-os e corte seus excessos de terminais.

A seguir, desencape 5 mm das extremidades dos fios do transformador e posicione-o na placa de tal forma que o lado que contém 4 fios fique voltado para fora da placa, ficando o lado de 3 fios na parte interior da mesma. Fixe o trafo com 2 parafusos de 1/8" x 1/4" e respectivas porcas.

Tomando-se por base os fios que ficaram do lado de fora da placa, faça as seguintes soldagens:
fio vermelho ao ponto W
fio azul ao ponto X
fio amarelo ao ponto Y
fio preto ao ponto Z

Quanto aos fios que ficaram do lado de dentro da placa, solde os de cor azul aos pontos indicados com ~ e o fio marrom (central) ao terra (⏚).

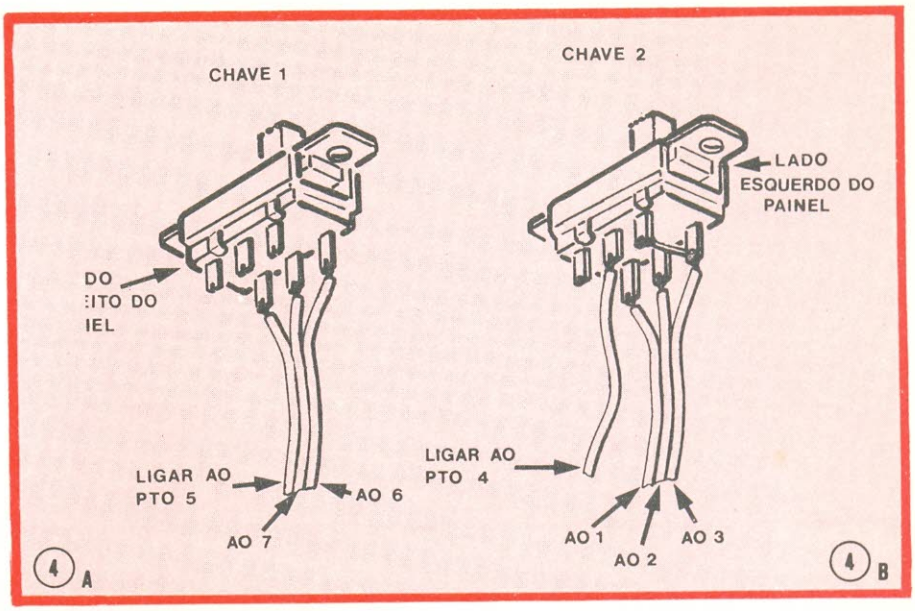
Próximo passo: posicione o relé no lugar indicado e solde-o à placa.

Voltemos agora aos 2 cabos de 3 veias. Separe as pontas dos fios destes em aproximadamente 2 cm das respectivas extremidades e desencape 5 mm de cada ponta. Pegue um desses cabos e solde-o à chave H-H e à placa nos pontos 6, 7 e 5, conforme indicação da figura 4A (chave 1). Depois, pegue o cabo que contém 2 veias e separe completamente seus dois fios. Desencape 5 mm das extremidades de um dos fios e este, juntamente com o

outro cabo de 3 veias, devem ser soldados à outra chave H-H e à placa nos pontos 1, 2, 3 e 4, segundo a figura 4B (chave 2). Observe na mesma figura, que você deve curto-circuitar o pólo ligado ao ponto 3, ao polo paralelo a ele com um fio nú de 7 mm (obtenha-o a partir do fio restante da confecção dos *jumpers*).

Pegue agora o cabo blindado duplo. Desencape 2 cm em ambas as suas extremidades, una as malhas e desencape 5 mm dos 2 fios internos. Estanhe os fios e as malhas soldando-os ao potenciômetro e à placa nos pontos 8, 9 e 10, segundo a figura 5. Note que os fios internos são soldados ao ponto central e ao pólo esquerdo do potenciômetro, e, na outra extremidade, aos pontos 9 e 10 da placa. Um extremo da malha deve ser ligado ao ponto 8 da placa, enquanto a outra ponta deve ser soldada ao corpo do potenciômetro (antes de fazer isso, retire a camada de verniz na área de soldagem, com gilete ou estilete). Não se esqueça também de curto-circuitar o pólo central com o pólo direito do potenciômetro (figura 5).

Corte 5 cm do cabo de força. Desencape 5 mm das pontas dos fios e, para isso, separe-os em 2 cm a partir da extremidade. De um lado do cabo



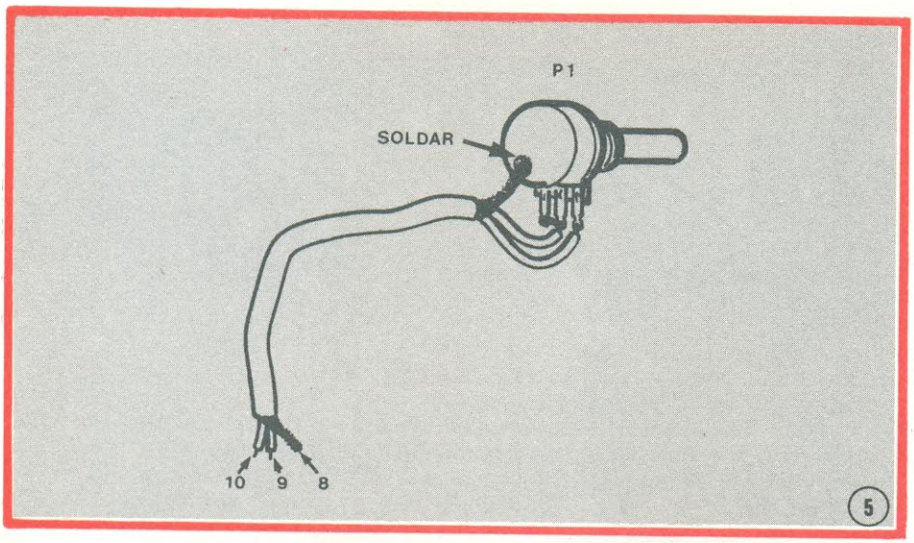
solde os dois fios aos pontos C e D, e do outro, fixe-os à tomada.

Separe os 2 fios do cabo de força em 5 cm a partir da extremidade e desencape 5 mm de suas pontas. Coloque a borracha passante no orifício da caixa localizado logo abaixo do furo retangular reservado para a tomada. Passe o cabo de força pela borracha passante de modo tal que fique 20 cm de fio para dentro da caixa e dê um nó no cabo neste mesmo lado, rente à borracha passante. Solde os dois fios do cabo aos pontos A e B da placa (perto do transformador).

Fixe a tomada à caixa, colocando-a no furo apropriado e usando dois parafusos de 1/8" x 1/2" e respectivas porcas.

Fixe a chave 1 (figura 4A) no pai- ▶

«KITS» NOVA ELETRÔNICA E COMPONENTES
TRANSIENTE
COMÉRCIO DE APARELHOS ELETRÔNICOS LTDA.
Curitiba — PR
Av. Sete de Setembro, 3664 — Fone: 24-7706



5

nel, no ponto onde selecionar-se-á o modo de operação (lado direito do painel), com dois parafusos de 3/32" x 1/4". Atenção: observe na figura 4A que o pólo concetado ao ponto 5 deve ficar do lado direito do painel.

Fixe a chave 2 (figura 4B no painel, no local marcado "ligado-direto" (lado esquerdo do painel), também com 2 parafusos de 3/32" x 1/4". Atenção: observe na figura 4B que o pólo ligado ao ponto 3 deve ficar do lado esquerdo do painel.

Agora destarrache uma das porcas do potenciômetro e aperte bem a outra porca. Passe o eixo do pot pelo orifício central do painel e fixe o dispositivo com a porca restante, pelo lado de fora.

Então, fixe a placa à caixa, valendo-se de 4 parafusos de 1/8" 1/2" e suas porcas, não se esquecendo de colocar entre a placa e a caixa e os espaçadores de fenolite (certifique-se também que não há nenhum terminal tocando o fundo da caixa, se houver corte-o suficientemente).

Encaixe as duas partes da caixa e fixe-as com 6 parafusos AA.

Gire totalmente o potenciômetro no sentido anti-horário, encaixe o *knob* no eixo do mesmo, fazendo com que sua marca coincida com a indicação de 5 minutos. Aperte o parafuso do *knob*.

Por fim, coloque os pés de borracha na parte de baixo da caixa.

E encerra-se aqui a montagem do seu MULTITIMER. Veja agora como utilizá-lo adequadamente.

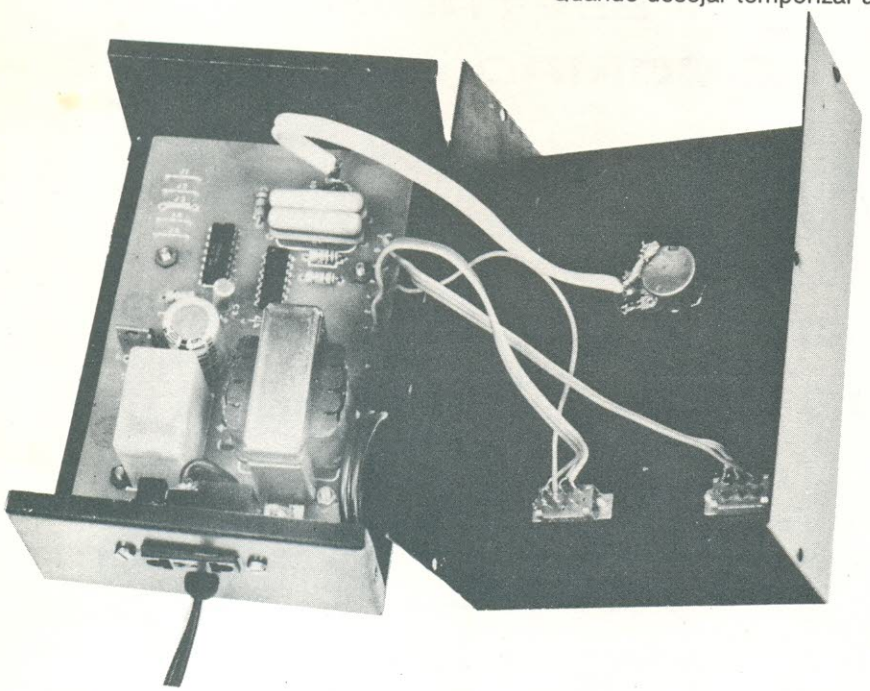
Como usar o "Multitimer"

Quando desejar temporizar algum aparelho, ao invés de ligá-lo diretamente à rede, bastará ligá-lo à tomada do Multitimer e este por sua vez à rede.

Através do potenciômetro, ajuste o tempo e por meio da chave 1 escolha o modo de operação: previamente desligado ou previamente ligado.

Agora, passe a chave 2 para a posição "direto" e depois volte a mesma para "ligado", iniciando assim a contagem do temporizador.

Se não desejar usar, por hora, o temporizador, volte a chave 2 para a posição "direto"; assim ele estará desligado e teremos diretamente a tensão da rede na tomada do Multitimer e sobre o aparelho.



Relação de material

RESISTORES
R1 — 1 k (marrom-preto-vermelho)
R2 — 100 k (marrom-preto-amarelo)
R3 — 10 k (marrom-preto-laranja)
R4 — 47 k (amarelo-violeta-laranja)
R5 — 10 k (marrom-preto-laranja)
Todos os resistores tem seu valor em ohms, dissipação de 1/8 ou 1/4 W e tolerância de 5%

CAPACITORES
C1 — 470 nF/16 V (poliester metalizado)
C2 — 470 nF/16 V (poliester metalizado)
C3 — 10 µF/A6 V (eletrolítico)
C4 — 1000 µF/16 V (eletrolítico)

SEMICONDUTORES
D1, D2, D3, D4, D5 — 1N914 ou 1N4148
Q1 — TIP120
CI1 — CD 4011
CI2 — CD 4020, CD 4040 ou CD 4060

DIVERSOS
1 potenciômetro de 4,7 M ohms
1 relé RU 101012
1 transformador 110/220, 9 + 9, 200 mA
2 interruptores H-H mini SB 3001-001-03
1 *knob* p/ potenciômetro
0,5 m fio multiveias (3) 22 AWG
20 cm cabo blindado duplo 2 × 22 AWG
1 cabo de força c/*plug* 2 × 20 AWG
2 m solda trinúcleo
4 espaçadores de fenolite
1 borracha passante
1 tomada
4 pés de borracha
1 caixa metálica
6 parafusos AA 2,9 × 6,5 mm
6 parafusos 1/8" × 1/2"
4 parafusos de 3/32" × 1/4"
2 parafusos de 1/8" × 1/4"
8 porcas de 1/8"
1 placa NE 3107 ■

KITS ELETRÔNICOS ?

SÓ KIT
SÓ KIT

A CASA DO
KIT ELETRÔNICO

·Assistência Técnica
·Reposição e Venda de Peças e Componentes

R. Vitória, 206 · Fone: 221·4747 · CEP 01210 · S. Paulo

(Estacionamento Grátis para Clientes: R. Vitória, 317)

Revendedor Superkit, Malitron e Nova Eletrônica.

ERRATA

Na nossa edição de nº 36 (fevereiro de 80), no artigo "Laboratório de efeitos luminosos", o texto original foi truncado em dois pontos, com o corte de trechos que farão falta a sua compreensão. Assim sendo cumprimos nosso dever de reparar a falha cometida apresentando os segmentos usurpados ao leitor:

1) na página 7, penúltimo parágrafo, extremo direito inferior, a frase iniciada por "Repare também ..." termina bruscamente em "... nos soquetes con-". O trecho ideal é exatamente o que se segue

"... nos soquetes conforme as necessidades das aplicações que veremos adiante."

2) na página 10, terceiro parágrafo, lado esquerdo, o período começado "Se quisermos acoplar ..." foi interrompido inexplicavelmente em "... exceto que o". Queiram, por favor, retificar acrescentando

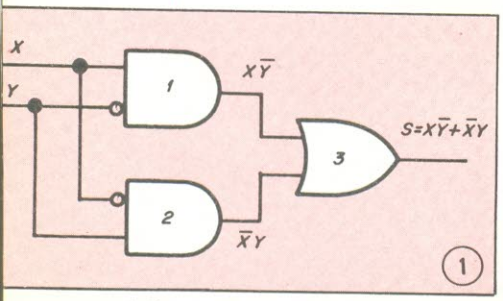
"pino 9 do integrado (molex 43) deverá ser sempre ser acoplado ao pino 1 do próximo (molex 46) e para o último integrado o pino 9 deverá ser ligado ao pino 11 (molex 47) do mesmo."

COMO USAR A CARTA DE REFERÊNCIA DIGITAL

No número anterior da revista Nova Eletrônica publicamos uma Carta de Referência que resume uma série de dados básicos sobre a eletrônica digital. Assuntos como tabelas verdade, álgebra booleana, flip-flops, contadores e registradores foram abordados.

O presente artigo pretende dar alguns exemplos de utilização da Carta, esclarecendo alguns pontos que possam ter ficados obscuros.

1 — Do circuito lógico para a função booleana



A figura 1 mostra um circuito lógico, conhecido como porta OU Exclusivo, que apresenta dois dados de entrada (X e Y). Qual a função booleana que esse circiuto lógico representa?

A Carta de Referência discutiu os circuitos básicos envolvidos neste diagrama lógico: as portas E e OU.

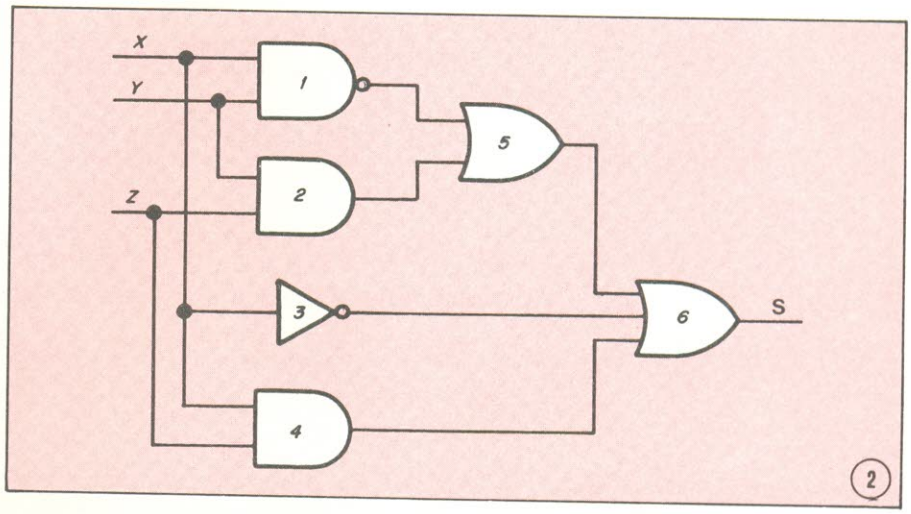
A porta 1 é uma porta E com um inversor colocado na entrada Y, logo, a saída dessa porta é $X\overline{Y}$ como está indicado na figura. A porta 2 também é uma porta E, só que com um inversor colocado na entrada X, logo, a saída é $\overline{X}Y$ como está indicado na figura. A porta 3 é uma porta OU comum e executa a operação de união das saídas das duas portas anteriores, logo, a saída S do circuito é a função booleana:

$$S = X\overline{Y} + \overline{X}Y$$

Pode-se, portanto, adotar um procedimento geral para, a partir do circuito lógico se obter a função booleana. Primeiramente escreve-se a saída de cada porta E, OU, NE ou NOU de entrada. As portas seguintes passam a ter como entradas as saídas das portas anteriores e assim até chegar à saída S.

Segue-se agora a proposição de um problema que envolve todo o procedimento de obtenção da função booleana a partir de um diagrama lógico.

Problema 1 — Qual a função booleana implementada na saída do circuito abaixo?



Você deve ter chegado à seguinte equação:

$$S = \overline{XY} + YZ + \overline{X} + XZ$$

A saída da porta 1 (porta NE), conforme a Carta de Referência, vale $\overline{XY}$. A saída da porta 2 (porta E), vale YZ. A porta 3 é apenas um inversor com entrada X e, portanto, saída $\overline{X}$. A porta 4 (novamente uma porta E) tem saída XZ.

Observe que já determinamos as saídas de todas as portas ligadas diretamente às variáveis de entrada. De agora em diante, isto é, para as portas 5 e 6, as entradas serão as respectivas saídas das portas 1, 2, 3 e 4. Por exemplo, a porta 5 tem, como entradas, as saídas das portas 1 e 2; como se trata de uma porta OU, sua saída vale $\overline{XY} + YZ$. Por sua vez, as entradas da porta 6 (porta OU) são as saídas das portas 5, 3 e 4, dando o resultado final indicao acima.

Seguindo esse raciocínio, é muito fácil determinar as funções booleanas a partir dos circuitos lógicos. Neste ponto, porém, existe um problema. Seria o circuito lógico do problema 1 o mais simples para descrever a função booleana da saída?

A resposta será dada no segundo ítem deste artigo.

2 — Simplificação de funções booleanas

O exemplo da função booleana da saída do circuito lógico do problema 1 parece ser o ideal como caso de uma função passível de simplificação utilizando os postulados da álgebra booleana.

Vamos dividir a saída S do problema 1 em 4 termos:

Termo A = $\overline{XY}$
Termo B = YZ
Termo C = $\overline{X}$
Termo D = XZ

O Termo A pode ser decomposto pelo Teorema de Morgan em $\overline{X} + \overline{Y}$. Observe, então, que, na União do termo A com o termo C a variável $\overline{X}$ se repete. A união de duas variáveis iguais é uma apenas ($\overline{X} + \overline{X} = \overline{X}$).

Nessa altura já simplificamos a saída S para:

$$S = \overline{Y} + YZ + \overline{X} + XZ$$

Os dois primeiros termos e os dois últimos podem ser simplificados usando o postulado 18, passando a saída S para:

$$S = \overline{Y} + Z + \overline{X} + Z$$

Novamente um termo se repete (Z).

Devemos considerar apenas um.

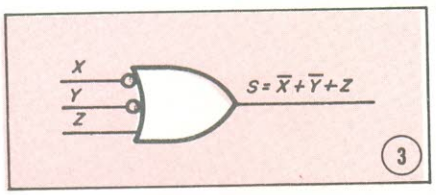
$S = \overline{Y}+\overline{X}+Z$

Essa é a função booleana simplificada da saída S do problema 1. Agora temos condições de responder à questão colocada no final do ítem 1.

O circuito lógico do problema 1 é o mais simples possível?

A resposta é, evidentemente, NÃO.

O circuito lógico mais simples é apenas uma porta OU com dois inversores na entrada, como mostra a figura abaixo.



Esse foi um exemplo claro em que o domínio da álgebra booleana pode ajudar na simplificação de funções booleanas e, conseqüentemente, na economia de circuitos integrados, no caso desses circuitos serem montados.

3 — Da função booleana para a tabela verdade

Vamos ainda continuar com o exemplo do circuito lógico do problema 1. Trata-se de um circuito lógico com três variáveis de entrada. Logo, a tabela verdade dessa função deve ter oito possibilidades.

Como um exemplo didático, vamos preencher as tabelas verdade das funções:

(1) $S = \overline{\overline{X}Y} + YZ + \overline{X} + XZ$ e

(2) $S = \overline{X} + \overline{Y} + Z$

O leitor já deve ter percebido que as duas funções são iguais e, portanto, as saídas das tabelas verdade devem ser iguais.

Para a função 1, a primeira linha da tabela verdade (XYZ = 000) tem a saída S = 1, já que $\overline{X} = 1$ e, numa operação OU, basta uma das variáveis assumir o valor 1 para que a saída seja também 1. Percebe-se, então, que as 4 primeiras linhas têm saída S = 1, pois nessas 4 linhas $\overline{X} = 1$. A quinta linha continua tendo saída S = 1, já que YZ = 1 nessa possibilidade. A sexta linha também tem a saída S = 1, pois XZ = 1 nesse caso. A única situação em que S = 0 é na sétima linha, já que os 4 termos são nulos nessa situação. A oitava linha também tem o valor S = 1, XZ e YZ valem 1 nessa situação.

A tabela verdade para a função 1 é portanto, a seguinte:

X	Y	Z	S
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Tente preencher a tabela verdade da função 2. Observe que todos os dados de saída conferem com a tabela acima.

Você acaba de descobrir, agora, mais uma aplicação da tabela verdade: saber se a simplificação da função booleana está ou não está correta.

Agora você está apto (a) — não excluamos as mulheres do aprendizado da eletrônica digital — a resolver um problema um pouco mais complexo.

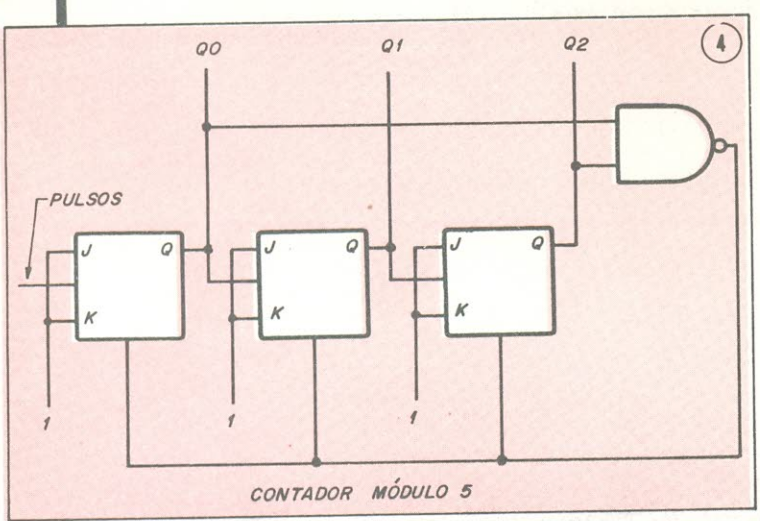
Problema 2 — Dada a função booleana abaixo, tente simplificá-la e comprove a exatidão da simplificação preenchendo as tabelas verdade da função inicial e da função simplificada:

$S = \overline{ABC} + \overline{BCD} + \overline{A} + \overline{D}$ □

4 — Contador de Módulo 5

Na parte da Carta de Referência em que estão resumidas as principais características dos contadores, explicamos um método de construir contadores de um módulo qualquer. Agora vamos dar um exemplo de como se faz para construir um contador de módulo 5, isto é, que apresente 5 estados distintos numa contagem completa.

O contador da figura abaixo é composto de 3 flip-flops JK e uma porta NE que realimenta as saídas Q_2 e Q_0 nas entradas Clear dos flip-flops.



Contador Módulo 5

Antes do primeiro pulso de clock vamos imaginar que todas as saídas estejam limpas, ou seja, $Q_2Q_1Q_0 = 000$. Assim que o primeiro pulso de clock descer o primeiro flip- flop comuta e o estado do contador passa para $Q_2Q_1Q_0 = 001$. Nesses dois estados iniciais, a saída da porta NE de realimentação permaneceu em nível alto, fazendo com que as entradas clear não influíssem nas saídas dos flip-flops. Mais um pulso de clock e o estado passa para $Q_2Q_1Q_0 = 010$, não alterando a saída da porta NE. No próximo pulso de clock a saída passa para $Q_2Q_1Q_0 = 011$ e no seguinte para $Q_2Q_1Q_0 = 100$. Até aqui os cinco estados distintos foram atingidos. O próximo estado a ser atingido seria o estado $Q_2Q_1Q_0 = 101$; porém, nesse estado a porta NE realimenta 0 nas entradas clear dos flip-flops fazendo o contador voltar ao estado inicial $Q_2Q_1Q_0 = 000$.

Problema 3 — Qual a realimentação que deve ser feita para que um contador hexadecimal passe a ser um contador de módulo 13? Isto é, diga quais são as entradas da porta NE nesse caso.

5 — Contador Síncrono

Nas últimas linhas da Carta de Referência aparece um resumo da teoria de como se construir contadores síncronos. A figura abaixo mostra o diagrama lógico de um contador síncrono hexadecimal.

Note que as realimentações:

$T_0 = 1$

$T_1 = Q_0$

$T_2 = Q_0Q_1$

$T_3 = Q_2Q_1Q_0$

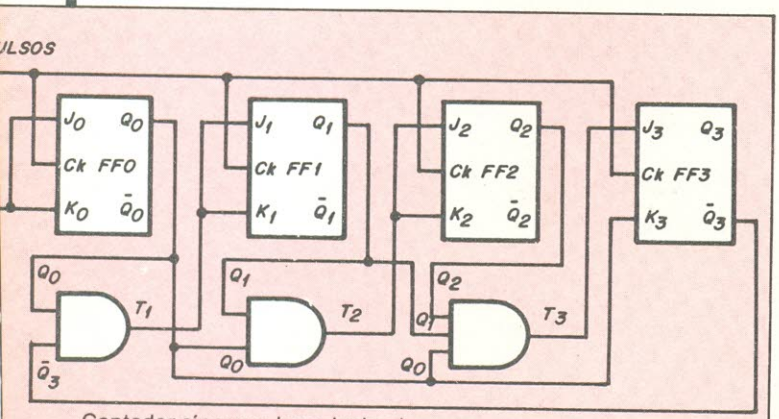
são respeitadas nesse esquema.

Para se construir um contador de módulo 32 basta acrescentar mais um flip-flop na mesma configuração e adicionar a realimentação:

$T_4 = Q_3Q_2Q_1Q_0$

Uma outra observação interessante é de que, no caso

▷



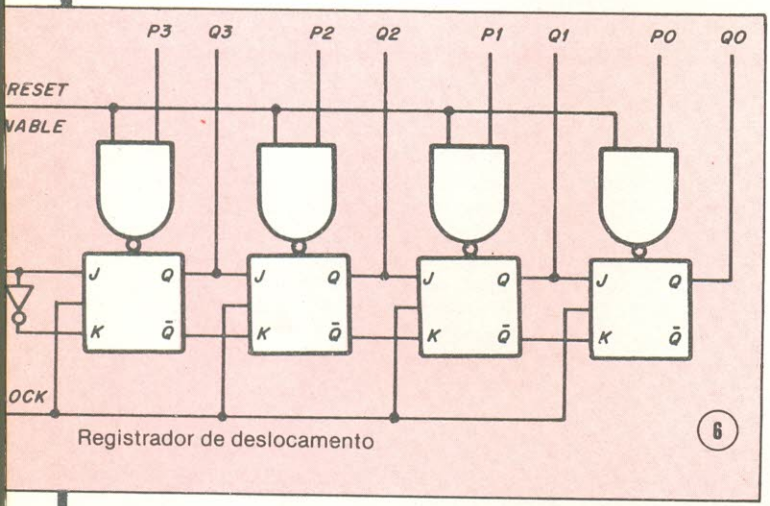
Contador síncrono hexadecimal

5

do contador hexadecimal apresentado, as realimentações em portas E aproveitam as saída T anteriores, sem alterar as estruturas lógicas dessas realimentações.

6 — Utilização dso Registradores de Deslocamento

A figura abaixo é uma reprodução do registrador de deslocamento discutido na Carta de Referênccia Digital. Vamos mostrar agora como se armazenam e se extraem dados desse dispositivo.



Registrador de deslocamento

6

Entrada Paralelo-Saída Paralelo

Suponha que se deseje armazenar a palavra $Q_0Q_1Q_2Q_3 = 1101$ no registrador de deslocamento. O primeiro passo, nesse caso, é alimentar as entradas preset com esses dados e liberar a entrada Preset Enable (inibidor), isto é, fazendo essa entrada apresentar nível lógico 1. As saídas das portas NE passam a ser, da direita para a esquerda, 0010.

Um nível lógico 0 na entrada preset de um flip-flop impõe o valor Q = 1 na saída, depois de um pulso de clock. Logo, basta um pulso de clock para que a palavra $Q_0Q_1Q_2Q_3 =$ $= 1101$ apareça na saída e lá permaneça até um próximo pulso de clock.

Nessa configuração não importa qual seja o nível lógico injetado na entrada série, já que as entradas Preset predominam sobre qualquer dado de entrada do flip-flop.

Entrada Paralelo-Saída Série

Nesse caso, primeiramente armazenam-se os dados no modo entrada paralelo-saída paralelo (como foi explicado acima) e, para recuperar as informações em série (seqüencialmente no tempo), basta 4 pulsos de clock.

Nos outros modos de funcionamento, entrada série-saída série e entrada série-saída paralelo, basta seguir as indicações existentes na própria Carta de Referência.

7 — Errata

Antes de encerrar este artigo que procurou mostrar a imensa gama de informações que a Carta de Referência pode fornecer, faz-se necessário a reparação de 2 erros existentes no próprio artigo da Carta.

O primeiro deles se encontra no postulado 14 das Regras de Álgebra Booleana. O postulado correto é o seguinte:

$X(Y + Z) = XY + ZX$

O segundo se encontra na tabela verdade do flip-flop tipo T. Os três dados da segunda coluna devem ser os seguintes: $Q_n + 1$, Q_n e $\overline{Q_n}$.

8 — Conclusão

Procuramos abordar, neste artigo de esclarecimento, problemas que envolvem grande parte dos conceitos teóricos existentes em álgebra booleana e eletrônica digital.

Esses conceitos teóricos são ferramentas poderosíssimas para a solução de problemas práticos em eletrônica digital. O principiante deve ter em mente que em se tratando de circuitos lógicos, os conhecimentos teóricos contam muito, muito mais que a prática em montá-los. □

Nova Eletrônica **conversa com o leitor**, divulga as **idéias do lado de lá**, lança **kits** sensacionais, dá tanta importância à **engenharia** como ao **principiante**, tem um **suplemento BYTE** sempre atual, artigos de **áudio** muito bons e **cursos** que nem se fala.
É ou não é a melhor revista de eletrônica?

NATIONAL
SEMICONDUCTOR

LM1896/LM2896
— Amplificador duplo de potência para áudio

Descrição geral

O LM1896 é um amplificador de potência de 6 V, de alto desempenho e para sistemas estéreo, projetado para fornecer 1 watt/canal em 4 ohms ou 2 W em mono, por meio de ligação em ponte, sobre 8 ohms. Utilizando um sistema de compensação exclusivo e patenteado, o LM1896 é ideal para aplicação em sensíveis aparelhos de rádio AM. Essa nova técnica de circuito exibe menor ruído em banda larga, menor distorção e radiação reduzida de AM, em relação aos sistemas convencionais. A ampla faixa de tensões de alimentação (3 a 9V) é ideal para operação a bateria; para alimentação de maior valor ($V_{AL} > 9$ V) existe o LM2896, disponível num encapsulamento de 11 pinos alinhados.

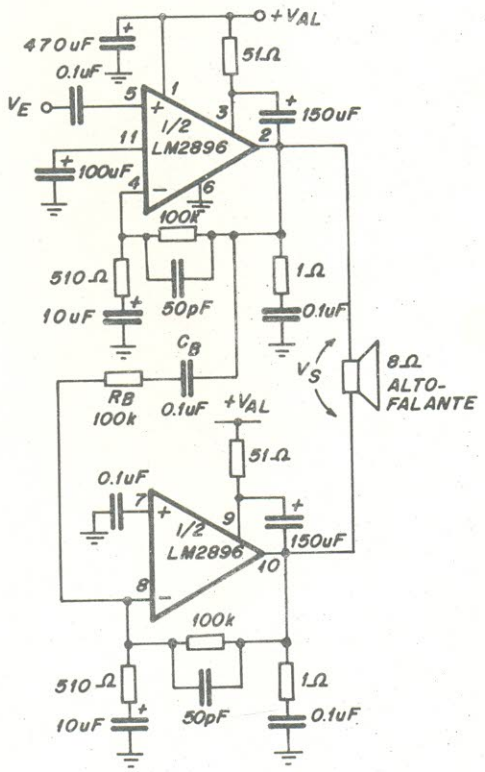
Características

* Baixa radiação de AM
* Baixo ruído
* 3 V, 4 ohms, P_O em estéreo de 250 mW
* Ampla faixa de tensões de operação: 3 a 15 V (LM2896)
* Baixa distorção
* Ganho em tensão e largura de banda ajustáveis
* Corte suave das formas de onda
* P_O = 9 W com ligação em ponte, para o LM2896
* Elimina o ruído característico ao se ligar o amplificador

Aplicações

* Rádios AM/FM compactos
* Toca-discos e gravadores estéreo
* Sistemas portáteis estéreo de alta potência

Aplicação típica



LM2896 na configuração em ponte (A_V = 40, largura de banda = 20 kHz).

NS Electronics do Brasil
Produtos Eletrônicos Ltda

AV. BRIGADEIRO FARIA LIMA 830 8º
FONES: 210.4656 e 212.5056

O PROBLEMA É SEU!

CAPACITORES PLANOS

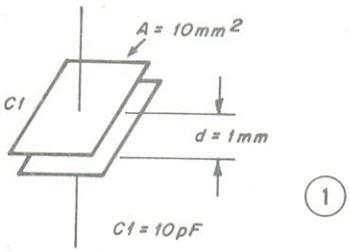
Para resolver o teste deste mês você vai ter que usar um pouco a cabeça e esquecer os cálculos mais complicados. É simples: a figura 1 mostra um capacitor plano. A capacitância desse componente é medida segundo a fórmula:

$$C = \frac{k\,A}{d}$$

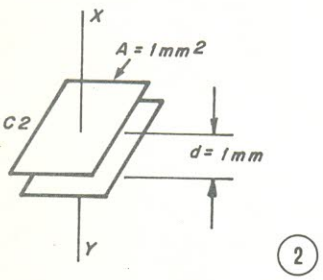
onde A é a área de cada placa, d é a distância entre elas e k é uma constante que depende do material isolante colocado entre as duas placas.

O valor desse capacitor (com as dimensões especificadas na figura 1) é de 10 pF (10×10^{-12}F).

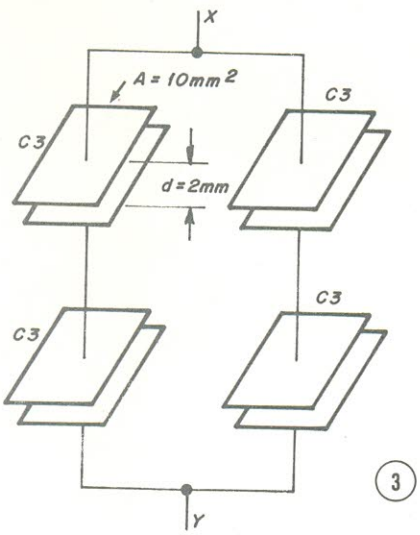
Nas figuras que se seguem aparecem vários capacitores construídos com os mesmos materiais do capacitor da figura 1. Tente descobrir, por comparação, qual o valor da capacitância entre os pontos A e B dos pequenos circuitos capacitivos abaixo.



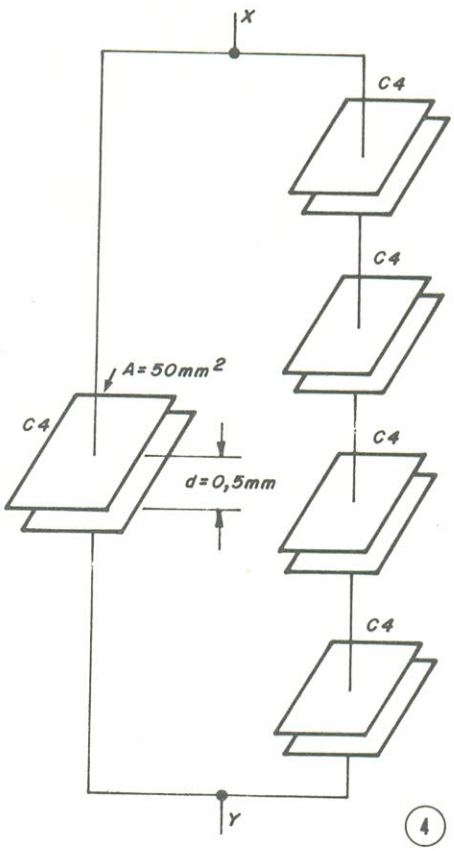
1



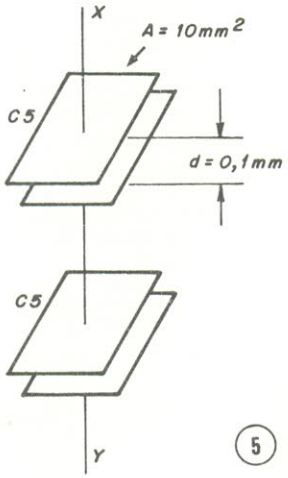
2



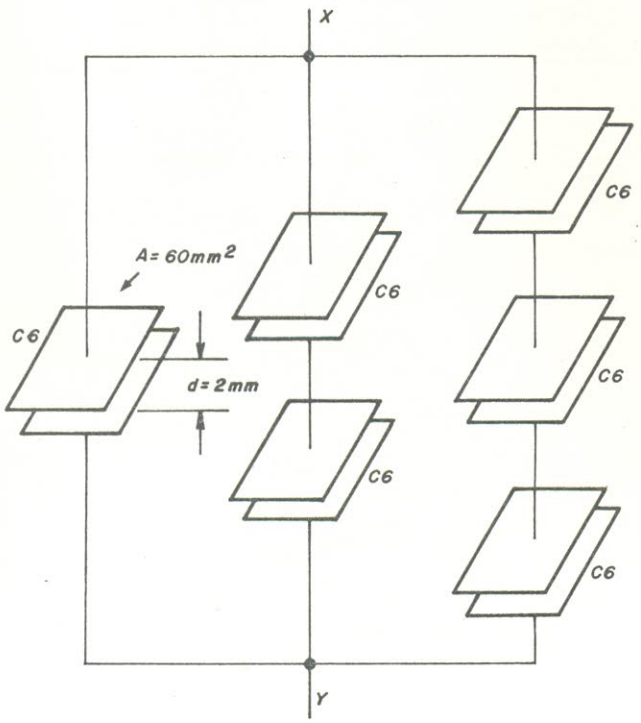
3



4



5



6

HEXFET POWER MOSFETS

IOR

N Channel

TIPO	I_D(A)	V_{DS}(V)	$R_{DS(ON)}$ (OHMS)	ENV.	PREÇO
IRF130	12	100	0,18	TO-3	2.619,00
IRF131	12	60	0,18	TO-3	2.329,00
IRF132	10	100	0,25	TO-3	2.486,00
IRF133	10	60	0,25	TO-3	2.192,00
IRF150	28	100	0,055	TO-3	10.924,00
IRF151	28	60	0,055	TO-3	10.185,00
IRF152	24	100	0,08	TO-3	10.185,00
IRF153	24	60	0,08	TO-3	9.475,00
IRF330	4	400	1,0	TO-3	4.073,00
IRF331	4	350	1,0	TO-3	3.488,00
IRF332	3,5	400	1,5	TO-3	3.785,00
IRF333	3,5	350	1,5	TO-3	3.203,00
IRF350	11	400	0,3	TO-3	12.320,00
IRF351	11	350	0,3	TO-3	10.931,00
IRF352	10	400	0,4	TO-3	11.648,00
IRF353	10	350	0,4	TO-3	10.192,00
IRF530	10	100	0,18	TO220	2.185,00
IRF531	10	60	0,18	TO220	1.744,00
IRF532	8	100	0,25	TO220	2.038,00
IRF533	8	60	0,25	TO220	1.612,00
IRF730	3,5	400	1,0	TO220	3.638,00
IRF731	3,5	350	1,0	TO220	3.584,00
IRF732	3,0	400	1,5	TO220	3.068,00
IRF733	3,0	350	1,5	TO220	2.329,00

○ Consulte n/ Tabela, Desconto p/ Quantidade.

TO-3

TO-220

data tronix

PABX 826 0111

AV PACAEMBU, 746 · C11 · CEP 01234 - SP

Respostas: 1, 5, 125, 50 e 55 pF.

COMPONENTES

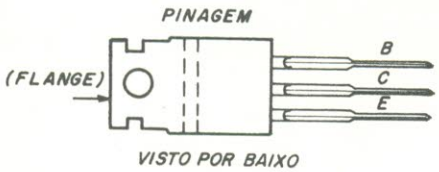
TIP120, TIP121, TIP122

Transistores Darlington de potência para 8 A, tipo NPN

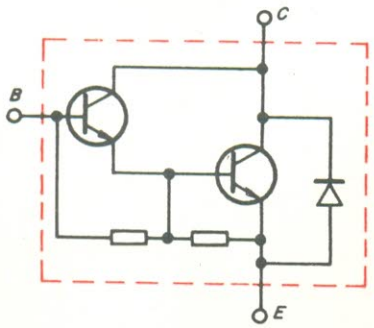
60, 80 e 100 V, 65 W
Ganho de 500 a 0,5 A
Ganho de 1000 a 3 A

Transistores Darlington monolíticos de silício, tipo NPN, destinados a aplicações de potência nas médias e baixas freqüências. Podem ser diretamente excitados por circuitos integrados e formam pares complementares com o TIP125, o TIP126 e o TIP 127, respectivamente.

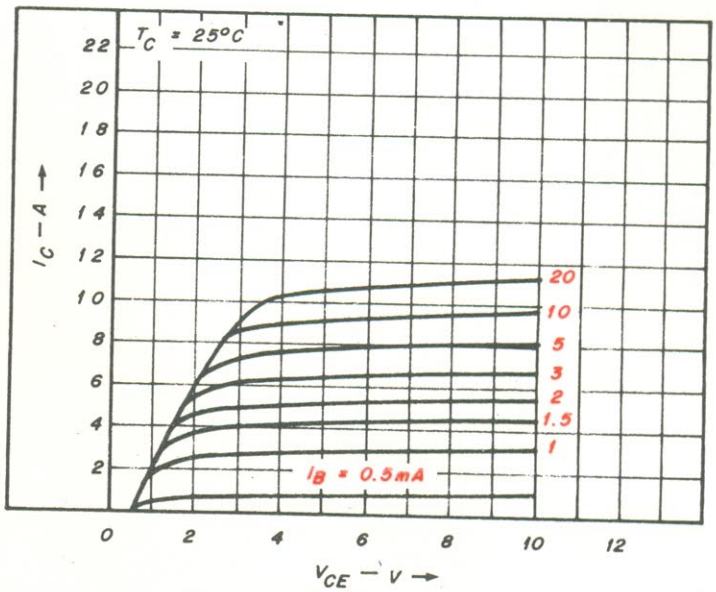
Aplicações típicas:
— amplificadores de áudio
— chaveamento de potência
— reguladores série e paralelo
— excitadores de potência



VISTO POR BAIXO



ESQUEMA INTERNO



Curvas características de saída para todos os tipos

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

(à temperatura de 25°C no encapsulamento)

Características	Condições de teste				Limites						Unidades
	V_{CC}		A_{CC}		TIP120		TIP121		TIP122		
	V_{ce}	V_{be}	I_c	I_b	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	
I_{CBO} $I_E=0$	60				0,2	—	—	—	—	—	mA
	80				—	—	0,2	—	—	—	
	100				—	—	—	—	0,2	—	
I_{CEO}	30			0	0,5	—	—	—	—	—	mA
	40			0	—	—	0,5	—	—	—	
	50			0	—	—	—	—	0,5	—	
I_{EBO}		—5	0		3	—	3	—	3	—	mA
V_{CEO}			0,2	0	—	60	—	80	—	100	V
h_{FE}	3		3		—	1000	—	1000	—	1000	
	3		0,5		—	500	—	500	—	500	
V_{BE}	3		3		2,5	—	2,5	—	2,5	—	V
$V_{CE(sat)}$			3	0,012	2	—	2	—	2	—	V
			5	0,02	3	—	3	—	3	—	
h_{fe} $f=1KHz$	5		1		—	1000	—	1000	—	1000	
h_{fe} $f=1MHz$	5		1		—	20	—	20	—	20	
C_{obo} $V_{CB}=10V$ $f=1MHz$					200	—	200	—	200	—	pF
$E_{s/b}$ $L=12mH$ $R_{BE}=100\ \Omega$		—1,5	4,5		—	120	—	120	—	120	mJ
$I_{s/b}$ $t=0,5s$	25				—	2,6	—	2,6	—	2,6	A
$R_{\theta JC}$					1,92	—	1,92	—	1,92	—	°C/W

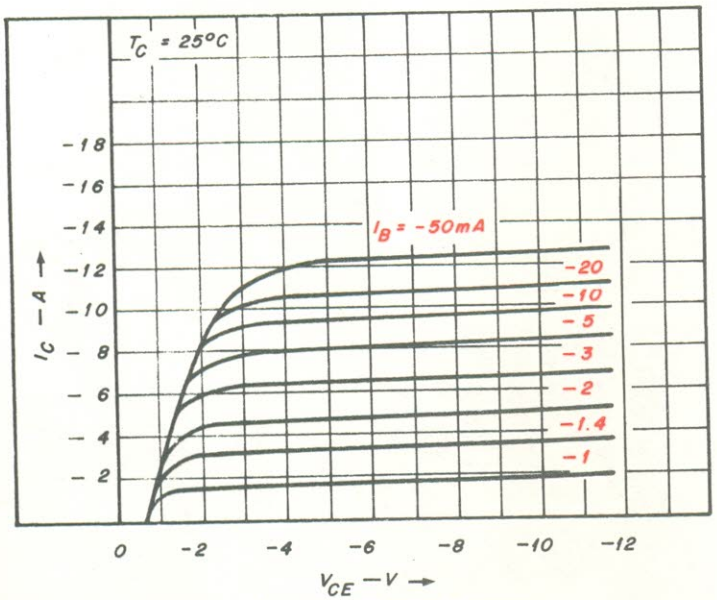
TIP125, TIP126, TIP127

Transistores Darlington de potência para 8 A, tipo PNP

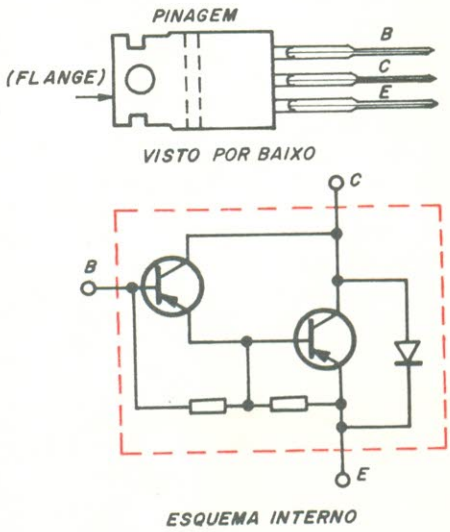
−60, −80 e −100 V, 65 W
Ganho de 500 a −0,75 A
Ganho de 1000 a −3 A

Transistores Darlington monolíticos de silício, tipo PNP, destinados a aplicações de potência nas médias e baixas freqüências. Podem ser diretamente excitados por circuitos integrados, devido ao seu ganho elevado. Formam pares complementares com o TIP120, o TIP121 e o TIP122, respectivamente.

Aplicações típicas:
— amplificadores de áudio
— chaveamento de potência
— reguladores série e paralelo
— excitadores de potência



Curvas características de saída para todos os tipos



CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

(à temperatura de 25°C no encapsulamento)

Características	Condições de teste			Limites						Unidades
	V_{CC}	A_{CC}		TIP125		TIP126		TIP127		
	V_{ce}	I_c	I_b	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
I_{CEO}	−30		0	—	−0,5	—	—	—	—	mA
	−40		0	—	—	—	−0,5	—	—	
	−50		0	—	—	—	—	—	−0,5	
I_{EBO} V_{BE} = 5 V		0		—	−10	—	−10	—	−10	mA
V_{CEO}		−0,03	0	−60	—	−80	—	−100	—	V
h_{FE}	−3	−0,75		500	—	500	—	500	—	
	−3	−3		1000	—	1000	—	1000	—	
V_{BE}	−3	−3		—	−2,5	—	−2,5	—	−2,5	V
$V_{CE(sat)}$		−3	−0,012	—	−2	—	−2	—		V
		−5	−0,02	—	−4	—	−4	—	−4	
h_{fe} f = 1KHZ	−5	−1		1000	—	1000	—	1000	—	
h_{fe} f = 1MHz	−5	−1		20	—	20	—	20	—	
$I_{S/b}$ t = 1s	−20			−3,2	—	−3,2	—	−3,2	—	A
$R_{\theta JC}$				—	1,92	—	1,92	—	1,92	°C/W

A Constanta paga uma equipe inteirinha só para bater papo com você.

O bom da Constanta não é ser a maior fornecedora de resistores de fio e de carbono, potenciômetros e ferrites deste país. Nem exportar esses produtos para meio mundo.

O melhor mesmo é que ela mantém uma equipe de gerentes de produtos, consultores técnicos e vendedores só para você usar e abusar.

Quer ver? Chame o pessoal da Constanta e tire a prova. Para começo de conversa, se você está pensando (só pensando) num novo produto, escute tudo o que a equipe da Constanta tem a dizer sobre a viabilidade técnica, industrial e comercial da sua idéia. Você vai ver quanta coisa boa pode sair dessa conversa.

Agora, se o projeto já está em andamento, converse com os moços da Constanta sobre o seu desenvolvimento ou eventuais modificações mais vantajosas.

Com uma boa conversa, eles ajudam até a rever detalhes técnicos dos seus produtos. Muitas vezes, chegam mesmo a alterar características dos componentes que a Constanta fornece, só para agradar você. E, em muitos casos, até criam novos produtos para atender às suas necessidades.

Converse também com eles quando surgir alguma emergência.

É comum eles descobrirem soluções para esse tipo de problema.

Olha, essa turma da Constanta gosta tanto de conversar que, volta e meia, eles fazem uma visitinha para você. Mesmo sem serem chamados.

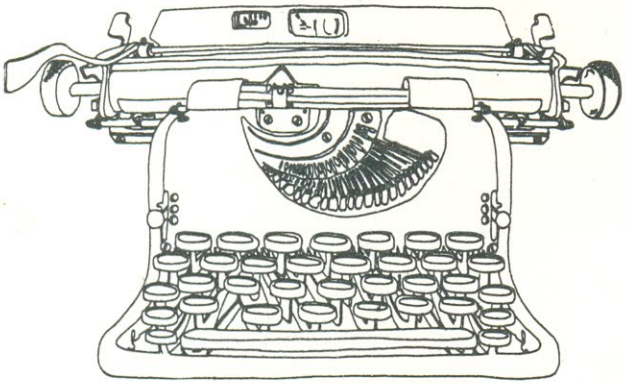
Enfim, o pessoal da Constanta acha mesmo que é conversando que a gente se entende.

Agora, vamos e venhamos: chamar a tudo isso de assistência técnica chega a ser injustiça. Os americanos, que adoram lançar expressões novas, batizaram essa completa cobertura profissional de Service. Que é um conceito bem amplo, já que abrange uma assessoria total. Antes, durante e depois de uma venda.

Mas, na verdade, não importa muito como se chama esse tipo de serviço. Para você, basta chamar o pessoal da Constanta. Você vai ver como essa conversa vai render.

CONSTANTA
ELETROTÉCNICA LTDA.

Para puxar uma conversa com a gente, basta discar para 289-1722 (DDD: 011) ou escrever para a Caixa Postal 22.175, São Paulo, SP.



NOTICIÁRIO

Philips atinge a marca de dois milhões de televisores totalmente transistorizados

A Philips fabricou recentemente o seu 2.000.000º televisor branco e preto de chassi L 5, isto é, totalmente transistorizado. O chassi L 5, paralelamente aos outros modelos ainda em fabricação, entrou em linha em 1974, e representou um grande avanço na fabricação de televisores, aliando, entre outras vantagens, maior qualidade, maior confiabilidade, menos peso e manutenção mais simples.

No decorrer destes cinco anos, novos melhoramentos foram introduzidos. Assim, em 1975, foi introduzido o sistema *quick heating,* que dá a imagem instantemente, sem precisar ficar ligado permanentemente à corrente elétrica. A Philips é a única que usa este método no Brasil.

Outro pioneirismo foi a introdução do sistema de comutação de canal (seletor) do rotativo (mecânico) para o de teclas (eletrônico). As duas versões de seletores são mantidas até hoje nos aparelhos da linha Philips, que fabrica televisores no Brasil desde 1954.

Bell Canada testa fibras ópticas domésticas

No primeiro teste de campo do mundo com um sistema de fibras ópticas para telefones domésticos, a Bell Canada iniciou uma experiência de dois anos de um serviço de voz, vídeo e dados para 35 lares em Toronto. "O objetivo é integrar todo o tráfego, quer ele seja de fala, vídeo ou dado, em um modo comum e sobre uma base comum, num esforço para maximizar a produtividade", segundo o vice-presidente de operações da empresa.

A instalação tem 1,2 quilômetros de cabo alimentador de fibra óptica, mais aproximadamente 200 metros de cabo de entrada para cada um dos assinantes. Usando diodos emissores de luz, os feixes luminosos transportam a informação pulsando ao longo de fios de vidro com a espessura de cabelos, colocados sob as ruas como cabos convencionais.

Cada conexão individual está planejada para transportar um canal de telefone, juntamente com a capacidade de um canal de vídeo centralmente comutado da central para os assinantes. Também inclui o canal associado de sinalização de dados em baixa velocidade, do assinante para a central, para seleção do canal de vídeo. Isto permitirá que cabos de televisão ou outros serviços de vídeo sejam adicionados quando desejado

Testador de CI linear checa mais de 3000 tipos de dispositivos

Construído em torno de dois microcomputadores integrados, o novo testador de circuitos integrados modelo 1731 da GenRad Inc. pode ser um dos abrangentes sistemas do mercado. Com um integrado Z80 para controlar suas funções de teste, cálculos, *display* e teclado, e um Rockwell 6502 para controlar suas funções de comando de fita, o modelo 1731 checa amplificadores operacionais, comparadores de tensão, reguladores de tensão, seguidores de tensão e amp op espelhos de corrente — provavelmente mais de 3000 dispositivos.

A programação, armazenada em fitas cassete magnéticas, especifica a geração do programa e acompanha a organização do sistema. A programação de teste literalmente prepara operadores através da sequência correta de testes; devido a ser tão interativa, ela pode reduzir muitos dos componentes individuais de custo dos testes.

Toshiba torna família lógica CMOS dez vezes mais rápida

A Toshiba Corp. aumentou a velocidade de sua família lógica complementar MOS, chamada C^2MOS, com o anúncio de sua nova série HS-C^2. A companhia iniciou a série com amostras de 10 diferentes unidades, estando agora por volta de 50 e pretende ampliá-la ainda mais. A nova série é de velocidade maior que a família CMOS comum, com um atraso de propagação típico de 5 a 15 ns. Uma diminuição no comprimento do canal para aproximadamente 4 µm e a simplificação do circuito também contribuíram para aumentar a velocidade. Os dispositivos foram projetados para operar com fontes de 5 ± 3 V, com um máximo absoluto de 10 V.

NOVIK bate recordes nacionais na produção de alto-falantes

Em outubro de 1979, a NOVIK S.A. bateu todos os recordes nacionais na produção de alto-falantes de alta-fidelidade, ultrapassando a marca de 500.000 unidades, distribuídas principalmente entre as linhas de alta-fidelidade e automóveis.

Este recorde, não ficou limitado somente ao mercado nacional, tendo também ultrapassado todos os seus anteriores de exportação para mais de 15 países dos quatro continentes, entre os quais EE.UU., Austrália, África do Sul, Argentina, Bolívia, Paraguai, etc., o que dá uma boa idéia de sua absoluta liderança no mercado interno e da ampla aceitação internacional de seus produtos.

A linha NOVIK de alto-falantes especiais para automó-

veis abrange *tweeters*, *woofers*, médios e *full-ranges*, açêm do tipo coaxial com *tweeter* e *woofer*, conjugados. Todos funcionam em 4 e 8 ohms, as potências variam de 12 a 50 watts, e apresentam excelente resposta em frequência dentro de suas respectivas faixas.

Surgem as RAMs pseudo-estáticas

Uma novidade recente em matéria de memórias, é o aparecimento das RAMs pseudo-estáticas. Com o tamanho e o preço das RAMs dinâmicas, mas com a aparência e o comportamento das estáticas, elas começam a surgir no mercado americano em pequenas amostras. Empresas como a National Semiconductor Corp. e a Zilog Corp já se preparam para competir com a Mostek, pioneira destes dispositivos com a sua MK 4816.

A nova memória, de 2048 por 8 bits, embora construída com células dinâmicas de elemento único, inclui circuitos restauradores de contagem na sua pastilha. Assim, ela recupera-se no estado de alimentação baixa, mas requer um restaurador externo quando solicitada em sua função. Apresenta um tempo de acesso típico de 100 ns e foi projetada para operação em 5 V.

Japoneses aumentam a área e o número de LEDs da tela de TV plana

Não há dúvida que o caminho a ser tomado pelos receptores de TV os levará a um aparelho plano, que será posicionado na parede como um quadro. O problema é encontrar uma alternativa para o volumoso tubo de raios catódicos. Uma empresa chave nesse esforço, a Sanyo japonesa, está trabalhando com LEDs e sua última novidade experimental é um receptor monocromático, que usa nada menos de 38400 LEDs em um visor de 160 X 120 mm.

Os vários protótipos que estão sob estudo para substituir o TRC, esbarram no brilho e resolução baixos e nos complexos processos de fabricação. Tais problemas a Sanyo acredita ter resolvido com relativa eficiência usando LEDs verdes de fosfeto de gálio e uma técnica automatizada de manutenção.

Um novo processo de fabricação para os LEDs permite obter 0,23% a mais de eficiência com estes dispositivos que medem apenas 0,3 mm^2. Eles são montados numa folha perfurada de vidro refletivo, onde as paredes dos furos são revestidas com uma película de ouro para máxima reflexão da luz. O resultado é a duplicação do brilho do visor. O consumo é menor que o de um tubo de tamanho comparável.

Novo conversor D/A sem glitch, *menor e mais rápido*

A Hybrid Systems Inc., apresentou um novo conversor digital/analógico de 12 bits, para aplicação em *displays*, que elimina o problema de *glitch* (entenda-se este como uma interferência de baixa frequência que percorre verticalmente a imagem de TV, ou como um pico de tensão que se move ao longo do sinal, num osciloscópio). O DAC-394 demonstra diversas vantagens sobre seus competidores: saída em código *gray* nos dígitos mais significativos para facilitar as transições de estado, evitando transientes; não necessidade dos usuais três ou quatro ajustes de conversores, e também de seu *drift* (derivação); e até 21 mA de saída para tempos de decisão mais curtos que os de conversores de saída de tensão e amostra-e-retenção. Os dispositivos de saída de tensão competitivos, em geral, apresentam tempos de centenas de nanossegundos, enquanto o 394 tipicamente toma apenas 50 ns. A unidade é tão rápida que deverá gerar dados para *display* a partir da entrada de um computador a um ritmo de 20 MHz, ao mesmo tempo que produz a resolução completa de 4096 linhas.

Linhas ainda mais estreitas em fotoliografia com os novos vidros da Corning

Com o aparecimento das memórias RAM de 64 k, a projeção litográfica utilizando luz ultravioleta parecia ter atingido o fim da linha. A técnica, que focaliza uma máscara de circuito sobre uma bolacha de mesmo tamanho coberta com o material *fotoresist* adequado, não poderia aparentemente produzir linhas de largura menor que as de 3 a 4 micrometros das unidades de 64 k.

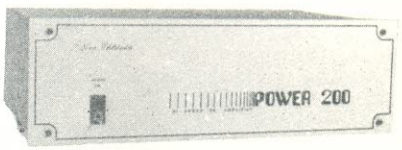
A Corning, entretanto, estendeu um pouco mais as possibilidades da litografia de projeção, graças a uma nova família de materiais de vidro para substratos de máscaras. A companhia está introduzindo três materiais, cada um dos quais destinado a transmitir ultravioleta em comprimentos de onda progressivamente mais curtos e, portanto, produzir linhas de largura cada vez mais estreita. De acordo com o supervisor de vendas e comercialização do departamento de Materiais Eletrônicos da Corning americana, os vidros — conhecidos como materiais de expansão próxima de zero, ou N-ZEMs — poderão ser usados para produzir linhas de largura entre 1 e 1,5 µm.

Tradutor portátil da Texas, responde falando

Os pesquisadores da Texas Instruments Inc. acabam de desenvolver uma unidade tradutora portátil, de aspecto semelhantes ao de uma calculadora. Ela não apenas traduz e mostra as palavras num *display*, como também as apresenta "falando" com o usuário.

Este tradutor de linguagem da Texas é o terceiro dispositivo do tipo que aparece no mercado mundial, mas é o primeiro que responde também pela via sonora. Isso foi possível com o uso de um dos novos integrados sintetizadores de fala da TI (vide NE nº 32, pág. 63). Além do sintetizador de fala, o tradutor contém um controlador TMS 1000, e quatro memórias ROM de 128 quilobits e baixa velocidade. Os módulos ROM dão ao tradutor um vocabulário de 1000 palavras. Destas, 500 podem ser mostradas e pronunciadas e o restante apenas visualizado.

Toda a potência no seu som com o POWER 200



Tem gente que gosta de "transar" um som no último volume. Não é uma boa: os extremos da faixa de ganho de um amplificador, são os piores pontos em que se pode deixar o potenciômetro de volume. Essas regiões são justamente as de pior reprodução e maior distorção.

O bom mesmo é ter um amplificador que proporcione um bom volume e reprodução, trabalhando folgadamente em sua faixa intermediária. Aí é que entra o POWER 200. Coligado a um pré adequado ele pode oferecer até **112** W IHF **por canal**, em carga de 4 ohms.

ROMIMPEX APRESENTA SEU NOVO LANÇAMENTO
EM SOLDAGEM ELETRÔNICA SUA NOVA ESTAÇÃO DE SOLDA
RPX 9952-C E RPX 9954-LM
(ELECTRONIC SOLDERING STATION)

COM TEMPERATURA CONSTANTE E REGULÁVEL SEM ETAPAS
COM PONTAS ESPECIAIS, DIVERSOS TIPOS, TRATADAS E DE LONGA DURABILIDADE
COM FERRO DE SOLDAR ULTRA-LEVE, COM LUVA ISOLADORA DE TEMPERATURA

Ela pode ser ligada na rede de 110 ou 220 V.CA, podendo ser mudada a tensão da rede com uma chave, colocada na parte traseira do aparelho, junto com um porta-fusível rosqueável, com fusível de 2 A.

A saída é colocada na frente do aparelho, na forma de um soquete DIN de 5 pinos, sendo que dois fornecem uma tensão de 24-26 V.CA; dois servem para a ligação do termopar do ferro de soldar, e o quinto é a terra, qual coloque automaticamente a ponta do ferro na terra evitando picos na mesma.

O ferro de soldar é munido, além da resistência e ponta trocável (por rosca) com um termopar (sensor de temperatura da ponta) e assim a temperatura é controlada eletronicamente com uma pontualidade de 2% aproximadamente. Isto, por meio de um circuito eletrônico localizável dentro da própria estação. Este circuito garante também a ausência completa de sinais de R.F., campos magnéticos e uma resposta ultra-rápida às mudanças de temperatura. O circuito eletrônico permite por meio de um potenciômetro a mudança sem etapas da temperatura entre 175ºC e 425ºC. Na frente do aparelho encontra-se o interruptor da rede, uma lâmpada de controle da temperatura, qual acende-apaga, conforme o circuito eletrônico liga-desliga a resistência do ferro de soldar, para manter a temperatura constante.

ESPECIFICAÇÕES DA ESTAÇÃO DE SOLDA RPX 9952-C:

Tensão da rede:	110/220 V.CA.
Tensão secundária:	24 – 26 V.CA.
Consumo:	60 W. máx.
Fusível:	2 A.
Cabo c/ plug:	1,50 m., com um terceiro fio p/ terra.
Medidas de Estação:	180 x 140 x 80 mm.
Peso do aparelho:	2.200 grs.

ESPECIFICAÇÕES DA ESTAÇÃO DE SOLDA RPX 9954-LM:

Tensão da rede:	110/120 V.CA.
Tensão secundária:	55 V.
Consumo:	50 W. aprox.
Fusível:	2 A.
Cabinho c/plug:	1,50 m. c/ um terceiro fio para terra
Medida da estação:	140 x 120 x 60 mm.
Peso do aparelho:	700 grs.

ESPECIFICAÇÕES DO FERRO DE SOLDAR RPX 9956-BT:

Tensão do ferro de soldar:	24 V.CA.
Capacidade:	10 – 45 W.
Comprimento (sem a ponta):	190 mm.
Peso:	90 grs.
Ponta:	c/ pico praticamente zero, tratada

ESPECIFICAÇÕES DAS PONTAS:

Formato chato, curto:	1,6 mm. e 3,2 mm
Formato comprido curto:	2,0 mm.
Formato redondo curto:	4,5 mm.
Formato redondo comprido:	4,0 mm.

ROMIMPEX S.A.
RUA ANHAIA, 164/166 - CEP. 01130 - SÃO PAULO - SP - BRASIL
FONES (011) 220-8975 - 220-1037

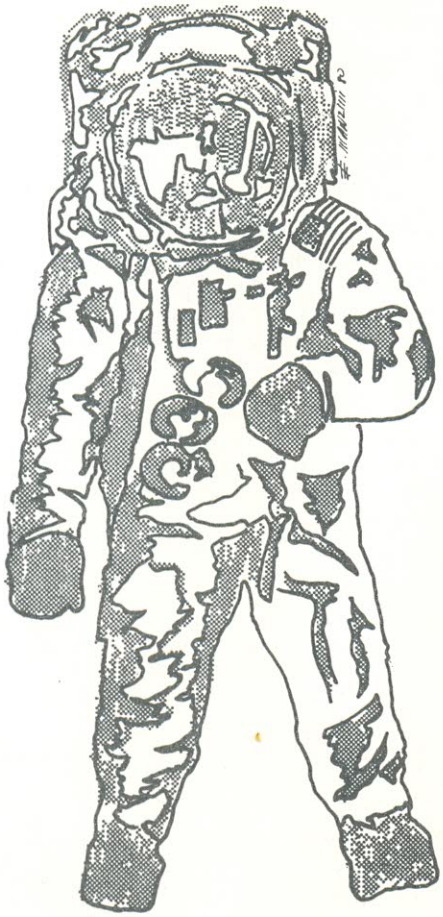


ILUSTRAÇÃO DE EDUARDO MANZINI

NOTÍCIAS DA NASA

Sistema de auxílio a pilotos para pequenos aeroportos

A NASA vem conduzindo demonstrações de um Sistema Automático de Auxílio a Pilotos, que transmite mensagens relativas ao aeroporto e ao tráfego aéreo, utilizando uma técnica de geração de fala por computador. O sistema individualiza as aeronaves que estejam dentro de um raio de 5 km de um aeroporto não-controlado, e envia mensagens sobre o tráfego aéreo local e sobre as rotas. Além disso, fica encarregado de transmitir mensagens sobre as condições de vento, pressão atmosférica, temperatura e também das pistas de decolagem.

O sistema automático visa atender a três objetivos básicos:

- Transmitir informações sobre o aeroporto a cada dois minutos, pelo menos.
- Transmitir informações sobre o tráfego aéreo local a cada 20 segundos, pelo menos.
- Transmitir alertas de colisão, quando necessário.

Essa tecnologia que está sendo demonstrada no Centro de Vôo Wallops, da NASA, encontra aplicação em aeroportos não-supervisionados com grande densidade de vôo, onde ocorrem mais da metade das colisões aéreas. Os fatores que contribuem para os acidentes incluem a impossibilidade de visualizar outros aviões e empreender uma ação de evasão, falhas no fluxo de tráfego e falta de comunicação. Nada impede que o sistema seja empregado, também, como auxiliar em grandes aeroportos controlados.

Os elementos principais do sistema experimental são: um aparelho de radar, um mini e um microcomputador, sensores meteorológicos e um transmissor de VHF. Os computadores são responsáveis pela detecção por radar e rastreamento dos aviões, pela avaliação meteorológica e também pela geração das várias mensagens faladas para as aeronaves que chegam ou partem.

A NASA, através deste programa, vai tentar otimizar essas técnicas e determinar a viabilidade de um sistema de radar e computador de baixo custo, de modo a obter um sistema automatizado feito sob medida para as condições de aeroportos não-supervisionados de alta densidade.

Em cooperação com a FAA, a NASA quer assegurar a compatibilidade do sistema em teste com o projeto do Serviço de Terminal Automático, em estudo naquela agência de aviação. A NASA contribui na especificação dos requisitos técnicos e benefícios relativos tanto do sistema transmissor como do projeto de serviço a terminais.

Entram em cena os automóveis híbridos

Um novo carro experimental de passageiros, acionado tanto por motor a explosão como por motor elétrico, está sendo construído pela GE para o Departamento Americano de Energia, sob contrato do Laboratório de Propulsão a Jato da NASA. Batizado de "híbrido", esse novo veículo consumirá menos combustível que os automóveis convencionais, movidos a motor de combustão interna, e apresentará flexibilidade superior à de qualquer carro elétrico.

Esse desenvolvimento faz parte de um grande programa do Departamento de Energia, que visa estimular a indústria a iniciar a produção comercial de veículos híbridos e elétricos, como uma forma de reduzir o consumo de petróleo e conscientizar o público dos méritos e praticidade dos híbridos.

A escolha da GE, para um veículo-base de teste, recaiu sobre o Malibu 1979 da Chevrolet, que foi modificado para se adaptar a essa aplicação. Um motor Volkswagen de 4 cilindros, com injeção de combustível, e um motor elétrico de 20 HP, desenvolvido pela própria GE, irão mover as rodas dianteiras do "híbrido". A transmissão será automática, com três marchas, e as ▷

baterias de alimentação serão do tipo chumbo-ácidas.

Os dois motores poderão operar separadamente ou em paralelo, sendo que o elétrico terá prioridade nas velocidades abaixo de 55 km/h e nas manobras lentas, como no estacionar e na marcha-à-ré. O motor a gasolina será prioritário nas altas velocidades, em auto-estradas ou vias expressas. Poderá haver, ainda, uma partilha de carga entre os dois motores, quando for necessário. A seleção de potência estará sob o controle de um sistema a microprocessador.

Com uma rodagem estimada de 1850 km por mês, o veículo híbrido será capaz de economizar 41% do combustível e 5% da energia total que seria empregada por um carro equivalente, convencional. Suas baterias serão carregadas pelo motor a gasolina, quando em uso, ou então por qualquer tomada doméstica, durante a noite.

Apesar de ser um carro experimental, planeja-se a produção em massa do híbrido para meados deste ano, a preços razoáveis para o mercado americano. □

Propostas para a instalação do Instituto do Telescópio Espacial

Uma concorrência pública aberta pela NASA, em seu Centro Espacial Goddard, teve o objetivo de contratar uma empresa que instale e dirija o Instituto Científico do Telescópio Espacial, que será o centro nacional de recepção e avaliação dos dados enviados por um satélite de 9 100 kg, (o Telescópio Espacial), a partir do início deste ano.

A firma contratada será responsável, ainda, pela escolha do local da instalação, pela seleção de usuários e observadores do telescópio e também pela contratação de cientistas que executem os vários programas científicos e as pesquisas astronômicas.

O telescópio de 2,4m deverá ser colocado, pelo Lançador Espacial *(Space Shuttle)*, numa órbita de 500 km de altitude, inclinada de 28,8° em relação ao equador, ao final de 1983 ou início de 1984. Circulando bem acima da atmosfera, esse telescópio poderá observar um volume 350 vezes maior de espaço que os observatórios terrestres. Os dados científicos e relativos ao próprio satélite serão transmitidos, através de um satélite de rastreamento e encaminhamento de dados, ao centro de controle e, depois, ao Instituto, onde serão processados e analisados.

Espera-se que o telescópio opere sem problemas até o final do século, pelo menos. Em intervalos de 30 meses, o Lançador Espacial fará inspeções em órbita no mesmo, ocasiões em que alguns astronautas poderão efetuar a manutenção e a substituição de qualquer aparelho científico. Se for preciso, o observatório todo poderá ser trazido de volta à terra, para receber manutenção de maior vulto. Essa operação será efetuada, provavelmente, a cada 5 anos; o telescópio ficaria em reparos durante um ano e depois seria novamente levado para sua órbita, pelo Lançador. ○

Um novo dispositivo para detectar câncer

Um aparelho que utiliza tecnologia espacial está sendo avaliado como detector de tumores cancerosos no corpo humano. Desenvolvido pelo Centro de Pesquisas Langley, da NASA, esse dispositivo — denominado ***aplicador de microondas*** *— está agora sendo testado na Escola Médica da Virgínia Oriental, do Hospital Geral Norfolk.*

O aparelho, que também será testado no tratamento de tecidos cancerosos, por meio do aquecimento dos tumores e destruição das células doentes, já demonstrou poder localizar focos da doença em 14 pacientes, tendo até encontrado um foco canceroso, em um dos pacientes, que passou desapercebido aos métodos convencionais.

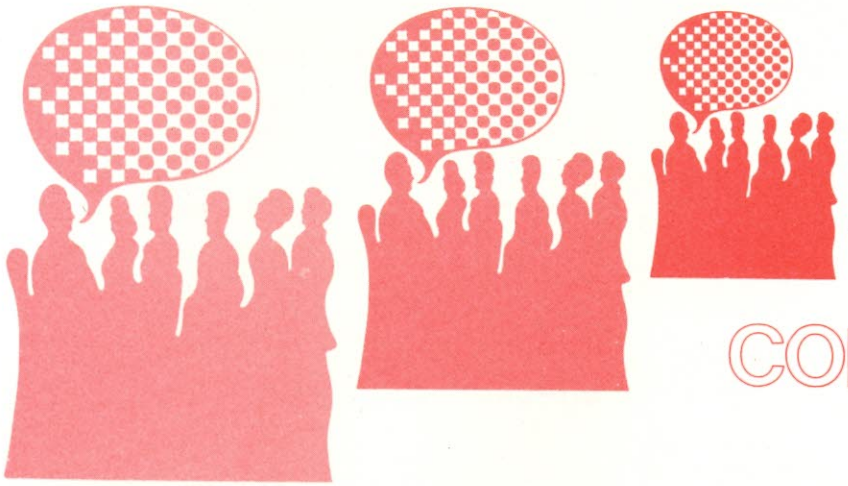
As principais vantagens do aplicador de microondas resume-se em não emitir radiação, ser utilizado por fora do corpo e tornar-se relativamente barato, se produzido em massa. Se o instrumento provar ser realmente eficiente, poderá tornar-se equipamento tradicional dos consultórios médicos; os pacientes poderão ser examinados rapidamente, em relação a várias formas de câncer, tão rotineiramente como ocorrem hoje os check-ups *do coração, com eletrocardiógrafos.*

O aparelho de microondas contém um sensível radiômetro, capaz de medir variações de temperatura inferiores a 0,1°C. Como os tecidos cancerosos são mais quentes que os saudáveis, tornam-se bem evidentes ao aplicador. Além disso, esse aplicador pode detectar diferenças de temperatura em regiões mais profundas do corpo, não alcançadas pela termografia convencional de infravermelho, que é limitada à localização de tumores que se situem próximos à superfície da pele.

O próximo passo, seguindo com os testes do instrumento, será iniciado este ano, quando pesquisadores de duas escolas médicas irão experimentar a capacidade do dispositivo em grandes animais de laboratório. O método de tratamento vai envolver o aquecimento, por microondas, da área do tumor, a fim de destruir as células cancerosas (temperaturas superiores a 42°C são consideradas letais para tais células).

Sabe-se que os tumores possuem um sistema vascular deficiente (ou seja, falta de vasos sangüíneos), se comparados aos tecidos saudáveis, além de conter uma maior quantidade de fluido. Os pesquisadores acreditam que o calor gerado pelas microondas irá aquecer o tumor mais rapidamente que o tecido que o circunda, devido ao seu maior grau de umidade; ademais, o tumor permanecerá mais quente que os tecidos ao redor, pois contém menos vasos sangüíneos, que poderiam dissipar o calor.

O projeto teve início quando um dos pesquisadores de Langley sugeriu que a equipe daquele Centro, que normalmente trabalha em comunicações por satélite e outros projetos espaciais, poderia se interessar, de alguma forma, com a utilização de microondas na detecção e tratamento do câncer. Após algumas pesquisas preliminares, a firma Microwave Associates, Inc., *que trabalhou com a NASA durante vários anos em projetos aeroespaciais, pediu permissão para desenvolver e montar o aparelho.* ■



CONVERSA COM O LEITOR

Para começar em eletrônica

Há algumas semanas, no escritório de um amigo, tomei contato casualmente com vossa revista e fiquei muito interessado pelos kits nela anunciados e, tomado de coragem, dirigi-me a uma das lojas especializadas e adquiri um microtransmissor de FM, cuja montagem (sem maiores problemas) realizei no mesmo dia, com muita satisfação. No dia seguinte, lá estava eu adquirindo um intercomunicador, já com mil planos de novos avanços no campo da eletrônica.

No entanto, sendo formado em engenharia civil, falta-me um embasamento teórico e devo confessar que meus conhecimentos de eletrônica permitem-me apenas distinguir um resistor de um transistor.

Assim sendo, gostaria de receber de V. Sa. algumas indicações de livros ou algum outro modo prático de ampliar meus conhecimentos nessa área, sem muita demanda de tempo. Sei que o campo é muito vasto e progressivamente complexo, porém minhas pretensões são de dedicar-me à eletrônica apenas como um saudável passatempo (...)

Audenir A. Brunelli
São Paulo — SP

Se você não fizesse questão de tempo, Audenir, nós lhe recomendaríamos um dos vários cursos de eletrônica por correspondência. No seu caso, porém, julgamos mais conveniente recorrer mesmo a livros e revistas.

Aconselhamos, em primeiro lugar, que vôce acompanhe nossos cursos desde o início, especialmente o de Semicondutores (que começou no n.º 11), o de Técnicas Digitais, o de Algebra Booleana, e o de Prática nas Técnicas Digitais (seqüência que teve início no n.º 7). Procure também ler a Seção do Principiante, que aparece desde os primeiros números da NE; ali as teorias e os circuitos são explicados com mais detalhes, são mais "mastigados", e para entendê-los é preciso, em geral, apenas os conhecimentos adquiridos nos cursos que citamos. E a seção de kits, mesmo que você não pretenda montá-los, é uma boa fonte de informações, revelando o princípio de operação dos mais variados circuitos.

Existe também uma obra veterana em eletrônica, sobrevivente do tempo das válvulas, que pode ajudar muito. É a Eletrônica Básica, que, em seis volumes, percorre desde as fontes de alimentação, passando por amplificadores, osciladores, transmissores e receptores de AM/FM, chegando até os transistores. Seus grandes defeitos são os de abranger apenas circuitos a válvula, praticamente, e não chegar até os circuitos integrados. Mesmo assim, é útil para quem está começando e também como fonte de consulta básica. É editada no Brasil pela Livraria Freitas Bastos.

De volta à Plenoprobe

Fiquei muito satisfeito ao ler a revista n.º 34, na seção Conversa com o Leitor, e encontrar o circuito do analisador de estados lógicos, do tipo garra (Plenoprobe); foi uma das boas publicações que essa conceituada revista tem feito. Interessei-me bastante pelo circuito e peço a V. Sas. a gentileza de informar-me quanto à alimentação e à ligação do mesmo.

Adilson Rosa de Oliveira
Belo Horizonte — MG

A Plenoprobe, Adilson, retira alimentação do próprio circuito que está analisando; ela é capaz de operar com tensões entre 4 e 10 V, o que a torna ideal tanto para integrados TTL como para os CMOS. Para conectá-la ao circuito que se quer analisar, basta fazer coincidir seus terminais E1 a E16 com os pinos de mesma numeração dos integrados (terminal E1 com pino 1, terminal E2 com pino 2, e assim por diante). Como dissemos na revista 34, a Plenoprobe pode ser acoplada aos integrados através de um proto-clip de 16 terminais.

Pedido para um conversor CC/CA

Tendo em vista a idoneidade comprovada desta revista, assumo a liberdade de lhes encaminhar um pedido. Já há algum tempo possuo como hobby a eletrônica de áudio Recentemente, a tenho tido como meu "ganha pão". Esclarecendo melhor, realizo documentações (gravações) para o Museu da Imagem e do Som, em Curitiba, órgão ligado à Secretaria do Estado da Cultura e do Esporte do Paraná. ▷

É neste ponto que encontro um sério problema. Não é em todas as ocasiões que possuo energia para ligar o gravador (de rolo). Tenho então que recorrer ao gravador cassete, que utiliza pilhas. Desnecessário é dizer que essa troca me causa transtornos quanto à recolocação em dia das fitas.

Bom, agora entra o pedido. Se fosse possível a elaboração de um projeto para um conversor DC-AC, partindo de uma bateria de 12 V (de carro) e que fornecesse 110 V CA. Esse conversor deve suportar uma potência máxima de 100 W (50 W com segurança absoluta).

Acredito que não seja algo muito complicado, mas encaminho este pedido devido à confiabilidade que deve possuir este projeto. Agradeço desde já, explicando a utilidade que esse circuito terá em documentações externas.

Nelson Domingos de Lara
Curitiba — PR

Agradecemos a confiança que você deposita em nossa equipe, Nelson. Nós também consideramos importante o lançamento de um conversor CC/CA, tanto que nosso laboratório já está estudando um kit que satisfaça a todos, inclusive você. Em breve você deixará de ter dores de cabeça em sua função de sonoplasta.

Um temporizador para eletrodomésticos

Tenho acompanhado todos os artigos desta revista, a qual tem sido de grande utilidade para todos os técnicos, principiantes, etc. Venho pedir onde poderia encontrar um esquema de temporizador que trabalhe em 110/220 V, pois os que chegam em minhas mãos geralmente são alimentados por pequena voltagem, possuem intervalos de tempo curtos (em média 10 minutos), circuitos por vezes complexos e falhos, não servindo para conectar em televisores, ventiladores, liquidificadores, etc.

Gostaria, então, de um teporizador que me desse um intervalo de tempo maior, entre 5 minutos e 2 horas, pois já comprei dois TVs por adormecer e estando os mesmos com o tubo de imagem queimado, transistores e diodos abertos, etc., ao amanhecer. Também aguardo o lançamento do kit.

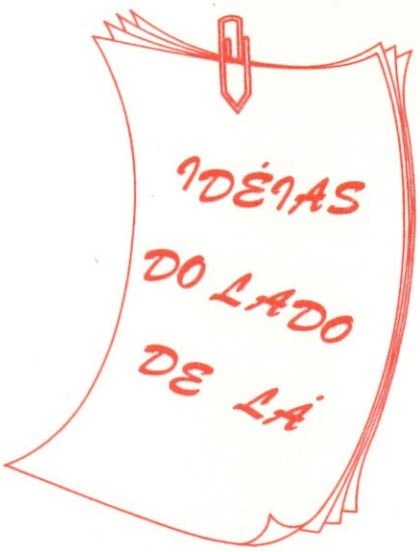
José Francisco R. Chateaubriand
Timbaúba — PE

Parece que sua carta chegou em cima da hora, José. O Multi-Timer, kit publicado nesta mesma revista, deve satisfazer plenamente suas necessidades de temporização. Prevê alimentação para 110 e 220 V, é oferecido já em forma de kit e opera com intervalos de tempo entre 5 minutos e 4 horas (o tempo máximo pode ser estendido com algumas modificações no circuito, conforme explica o artigo). E não é nada complexo, também. Daqui prá frente você pode adormecer tranquilo em frente à TV. Não esqueça, porém, de considerar sempre a capacidade dos contatos do relé utilizado no Multi-Timer. □

BARTÔ
REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA.
ELETRÔNICA

KITS NOVA ELETRÔNICA
DIODOS — CI — INSTRUMENTOS
TRANSISTORES EM GERAL

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314 —
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE.
TELEX 0112201

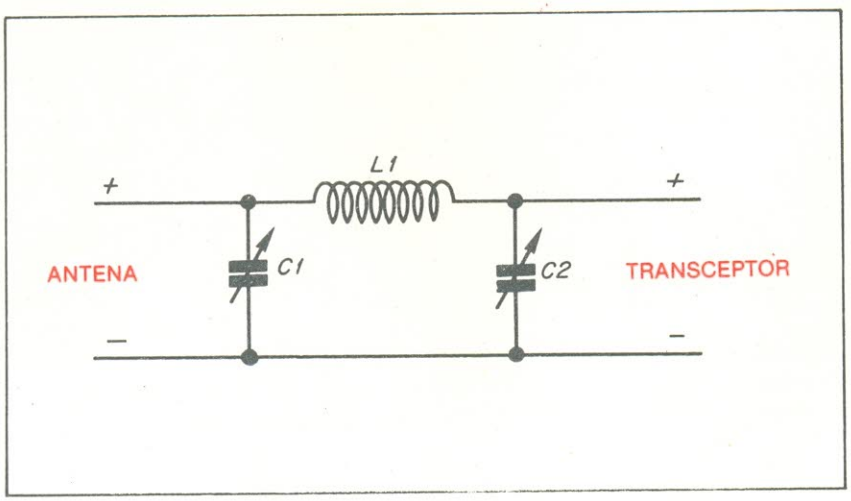


Cícero Martins Câmara, entusiasta de PX de São José dos Campos, São Paulo, envia seu QTC a todos os colegas, através da sugestão deste mês.

"Sou estudante de engenharia eletrônica na Unitau e possuo um circuito que certamente vai interessar a todos os aficcionados em radio-transmissão. Trata-se de um casador de impedâncias de larga utilização, chegando até a transformar uma antena de recepção (móvel ou base) em uma antena de transmissão com ROE de 1:1. O protótipo por mim construído teve excelente performance, agora ocupando lugar de destaque no meu *shack* de amador.
Ah, esse casador já aguentou 300 W PEP."

Cícero Martins Câmara
PX2B 4994 (base)
PX2B 4995 (móvel) *sempre QAP/QRV*

Relação de componentes
Dois capacitores variáveis do tipo 432T (plásticos) de 500 pF
Uma bobina Ø 25 mm, 4 espiras (cabo coaxial)
Conectores, caixa metálica, etc.



Obs.: Todas as ligações internas deverão ser feitas com cabo coaxial de 50 ohms, livre do encapamento plástico (redução de perdas).

EM REVISTA

Apollon Fanzeres

GOLD BOOK 1979/80 (vol. 1, 2 e 3)

Saber quem é quem, onde se situa e onde encontrar as coisas é sempre um angustiante problema para quem está inserido neste nosso vasto planeta, onde apesar dos modernos meios de comunicação, cada vez se parece estar mais isolado. Assim, quando surge uma publicação como a presente, que traz o mais completo guia de endereços de fabricantes e representantes de produtos eletrônicos, no mundo, além de mais de 5 300 entradas ou títulos de produtos, componentes, peças ou materiais, tendo ainda por cima dados técnicos para os projetistas de conversores A/D e D/A, sistemas multiplex, amplificadores, filtros ativos, fontes de alimentação, medidores digitais, etc., etc., sem dúvida que merece ampla divulgação. Publicado pela Hayden Publishing Co., já na sua 6ª edição, o Gold Book é realmente um livro de ouro, tamanha a sua utilidade.

Editora Hayden Publishing Co., 50 Essex Street, Rochelle Park, N.J. 07662, USA

OP-AMPS — Their principles and applications

J. Brian Dance

O amplificador operacional é o mais importante de todos os circuitos lineares e tem inúmeras aplicações. Pode-se afirmar, sem receio de errar, que o amplificador operacional veio abrir uma nova e ampla perspectiva para o projetista e experimentador, na execução de novos circuitos. No presente livro, o autor escreve de modo simples, porém correto, sobre o amp-op, dedicando três capítulos ao já clássico 741, que é um CI econômico e de múltiplas aplicações. Há um capítulo dedicado aos estágios de entrada que utilizam FETs e dois capítulos são exclusivamente dedicados aos circuitos de áudio. Muito prático, com vários circuitos, é uma obra que merece constar da biblioteca dos interessados em eletrônica.

Editora The Butterworth Group, Borough Green, Sevenoaks, Kent, TN15 8 PH, England

HOW TO BUILD YOUR OWN WORKING ROBOT PET

Frank DaCosta

Um livro simplesmente incrível, que nos mostra como construir e programar um robô que pode medir distâncias (Soniscan), evitando colidir com obstáculos, um sistema de audição (Excom), uma linguagem simples (Fredian) e um processo de imitação da voz (Audigen). Os dados incluídos pelo autor permitem construir um robô, utilizando os microprocessadores 8085 atuando como cérebro. As bases teóricas e práticas estão no livro e permitem variações ao redor do tema, abrindo um vasto campo de experimentação, para aqueles que desejam montar seus próprios robôs.

Editora TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pa 17214, USA

8080-8085 SOFTWARE DESIGN (vol. 1)

C.A. Titus e outros

O *software* de computadores é o mesmo que programação e consiste na sequência de instruções que o microcomputador executa, a fim de processar dados ou controlar circuitos periféricos. O livro que estamos comentando e um excelente trabalho sobre a matéria, contendo 190 exemplos de programas factíveis em qualquer microcomputador baseado no 8080. A programação é desenvolvida ou projetada, começando com as mais simples sequências ou instruções, para um determinado fim, terminando com instruções mais detalhadas, que permitem ao microcomputador efetuar tarefas mais complexas. Os quatro autores representam um tremendo cabedal cerebral e o livro é realmente muito interessante.

Editora Howard W. Sams & Co., 4300 West 62nd St., Indianapolis, Indiana 46268, USA

PRACTICAL ELECTRICAL INSTALLATION REPAIR & REWIRING

John E. Traister

Agora, que parece haver o Brasil despertado para a realidade de que precisamos de muitos milhares de técnicos de

grau médio, de profissionais com formação técnica, o ensino técnico deverá sofrer uma tremenda alteração e, provavelmente, retornar àquele ensino técnico-profissional que existia antes das "reformas". Aquele ensino preparava, na realidade, técnicos de bom gabarito, que eram denominados "oficiais", mestres e capatazes, conforme a especialidade abraçada. A leitura do livro que estamos comentando nos faz pensar em como carecemos de obras práticas, em idioma nosso, que possam dar o conhecimento prático de que tanto precisam milhares e milhares de pessoas que, possuindo o 1.º grau, e não desejando ou não podendo ir à faculdade, querem ter uma profissão digna, que lhes garanta a subsistência. E ser um bom técnico, com conhecimentos de bancada, garante muito mais o dinheiro para o cotidiano que muito "diploma" fornecido por faculdades, essas faculdades que aceitam a grande massa de jovens que passou no jogo do "perde-ganha" das respostas em quadrinhos e nada sabe da vida prática, na especialidade que deseja estudar. Oxalá uma editora brasileira se interesse em traduzir este livro, agora que temos tantas usinas hidroelétricas sendo inauguradas por todo este Brasil, o que significa mais instalações, mais serviço para quem saiba trabalhar.

Editora TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, PA 17214, USA

THE ACTIVE FILTER HANDBOOK

Frank P. Tedeschi

Filtros são uma constante em eletrônica. Para deixar passar, para rejeitar, para atenuar, para enfatizar, os filtros estão sempre presentes nos circuitos eletrônicos, sejam eles de áudio, TV, rádio, transmissão, recepção, telefonia, etc., etc. O livro que estamos comentando trata da parte teórica e também da prática construcional dos filtros passa-baixas, passa-banda, passa-altas, tanto ativos como passivos, e utilizando circuitos de amplificadores operacionais nos filtros ativos, com aplicações sem conta. Não deve faltar um exemplar deste livro para aqueles que lidam com circuitos eletrônicos.

Editora TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, PA 17214, USA

ELECTRONIC DESIGNERS HANDBOOK

Thomas Keith Hemingway

Trata-se da 3ª edição revisada de um livro que já se pode considerar um clássico. Ataca o problema de projetos de circuitos, na profundidade adequada ao engenheiro e ao técnico evoluído. Dividido em três partes principais, apresenta a teoria, circuitos práticos e o exame de protótipos. O autor, que é de origem britânica, tendo sido consultor da British Aircraft Corp., apresenta a matéria de modo sóbrio, suficientemente ilustrada com exemplos e circuitos. Ao final, dá uma série de tabelas e indicações muito úteis. Um excelente livro.

Editora TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, PA 17214, USA

TELEINFORMATIQUE

C. Macchi, J.F. Guilbert

O presente livro trata do teleprocessamento, que abrange várias técnicas que se desenvolvem e se superam com grande velocidade. Esse vasto campo, denominado genericamente de **teleinformática**, abrange tantas variáveis e parâmetros que realmente é impressionante como os autores conseguiram colocar dentro de pouco mais de 600 páginas um texto que esmiuça mesmo o tema.

O livro define as bases fundamentais, identifica os conceitos e a linguagem, descrevendo a técnica de fazer uso de problemas práticos, e mostra uma perspectiva para futuros desenvolvimentos e pesquisas. É, por consequência, um livro de referência, de consulta, que interessa a muitos setores: projetistas, engenheiros, estudantes, pesquisadores e usuários, seja em computação ou telecomunicações, que estejam procurando um melhor entendimento neste novo e promissor campo da teleinformática.

Editora Bordas Dunod Gauthier-Villars, 17-rue Remy-Dumoncel, 75014, Paris

MANUAL DE BOBINAGEM

José Roldán

Onde quer que exista uma rede elétrica, seja industrial ou doméstica, aí existirão motores elétricos. E os motores elétricos cedo ou tarde necessitarão de reparos, reenrolamentos, etc. Assim, o técnico que se preparar para este importante setor de reparação e manutenção, seja nas cidades de grande e médio porte, como nas pequenas cidades, estará assegurando um ótimo campo de trabalho, que lhe dará bons ganhos. O livro, traduzido pela Hemus, é essencialmente prático, com muitas ilustrações e exemplos, permitindo que o leitor, com um pouco de afinco, possa tornar-se um exímio consertador-enrolador de motores.

Hemus Livraria Editora Ltda., rua da Glória 312, 01510, São Paulo, SP

RADIO CIRCUITS EXPLAINED

Gordon J. King

Começando nos circuitos simples de rádio e chegando até os complexos circuitos de alta fidelidade, o autor analisa, capítulo a capítulo, os vários estágios dos modernos receptores de rádio, o que é muito interessante, não só para o projetista, como também para o profissional de bancada ou experimentador. A matemática foi mantida no mínimo e o conjunto resulta em um livro fácil de ler e cujo conteúdo é atrativo até para os veteranos de muita leitura e sabedoria.

Editora The Butterworth Group, Borough Green, Sevenoaks, Kent, TN15 8PH, England

SOLID STATE CIRCUITS, 5th EUROPEAN CONFERENCE (ESSCIRC 79)

Publicado pelo "The Institution of Electrical Engineers", contém 54 trabalhos sobre circuitos lineares, digitais, memórias, integrados para computadores, conversores A/D, circuitos lógicos, etc..

Os interessados em adquirir essa obra podem entrar em contato com o The Institution of Electrical Engineers, The Marketing Dept., Station House, Nightingale Road, Hitchin, Herts SG5 IRJ, England

Obs.: *A partir deste mês, toda seção "Livros em Revista" trará os endereços dos editores, a fim de facilitar a procura dos livros e o uso do bônus da UNESCO (veja NE n.º 36, pág. 28/29).*

a tabela do MESS

Fatores de conversão

Apresentamos este mês uma útil tabela de conversões, daquelas mais necessárias no curso técnico, na faculdade ou mesmo na vida profissional. Para maior facilidade de consulta, as grandezas da primeira coluna da esquerda foram colocadas em ordem alfabética.

Para converter	em	multiplique por
Abampères	Ampères	10
Abohms	Ohms	10^{-9}
Abvolts	Volts	10^{-8}
Ampères	Coulombs/s	1
Angstrons	Centímetros	10^{-8}
Angstrons	Metros	10^{-10}
Angstrons	Mícrons	10^{-4}
Angstrons	Milímetros	10^{-7}
Anos-luz	Quilômetros	$9{,}641 \times 10^{12}$
Atmosferas	Bares	1,01325
Atmosferas	Gramas/cm^2	$1{,}03323 \times 10^{3}$
Atmosferas	kg/m^2	$1{,}03323 \times 10^{4}$
Bares	Atmosferas	0,9869
Bares	Torr	750
BTUs (médio)	Joules	1054,7
BTUs (médio)	watt-hora	0,29302
Ciclos/s	kHz	10^{-3}
Circular mils	mm^2	$5{,}0671 \times 10^{-4}$
Coulombs/s	Ampères	1
Curies	Rutherfords	$3{,}71 \times 10^{4}$
Dinas	Gramas	$1{,}019 \times 10^{-3}$
Dinas	Newtons	10^{-5}
Dina-cm	Ergs	1
Ergs	Joules	10^{-7}
Faradays	Ampère-hora	26,8
Gauss	Linhas/cm^2	1
Gauss	Maxwell/cm^2	1
Gauss	Webers/cm^2	10^{-8}
Graus (ângulos)	Radianos	0,0174533
Hertz	Ciclos/s	1
HP	kW	0,746
Lúmens/m^2	Lux	1
Lúmens	Watts	$1{,}47 \times 10^{-3}$

Para converter	em	multiplique por
Maxwell	Webers	10^{-8}
Metros	Pés	0,3281
Mícrons	Metros	10^{-6}
Milhas	Quilômetros	1,60935
Milibares	Militorr	$7{,}5 \times 10^{2}$
Milimícrons	Metros	10^{-9}
Mils	Centímetros	$2{,}54 \times 10^{-3}$
Mils	Milímetros	0,0254
Parsecs	Anos-luz	3,26
Parsecs	Unid. astronômicas	$4{,}7893 \times 10^{-6}$
Quilômetros	Milhas	0,62137
Quilowatts-hora	Joules	$3{,}6 \times 10^{6}$
Radianos	Graus	57,2958
Statampères	Ampères	$3{,}336 \times 10^{-10}$
Statcoulombs	Coulombs	$3{,}336 \times 10^{-10}$
Statfarads	Farads	$1{,}113 \times 10^{-12}$
Statohms	Ohms	$8{,}8964 \times 10^{11}$
Statvolts	Volts	299,77
Torr	Bares	$1{,}333 \times 10^{-3}$
Unid. astronômicas	Anos-luz	$1{,}5804 \times 10^{-5}$
Unid. astronômicas	Parsecs	$2{,}0879 \times 10^{6}$
Valor méd.(senóide)	Valor efetivo (RMS)	1,112
Valor méd.(senóide)	Valor máx. (pico)	1,57
Valor méd.(quadrada)	Valor efetivo	1
Valor méd.(quadrada)	Valor de pico	1
Watts-hora	Joules	3600
Watts	Ergs/s	10^{7}
Watts	HP	$1{,}34 \times 10^{-3}$
Webers	Linhas	10^{8}
Webers	Maxwells	10^{8}
Webers/cm^2	Gauss	10^{8}
Webers/cm^2	Maxwells/cm^2	10^{8}

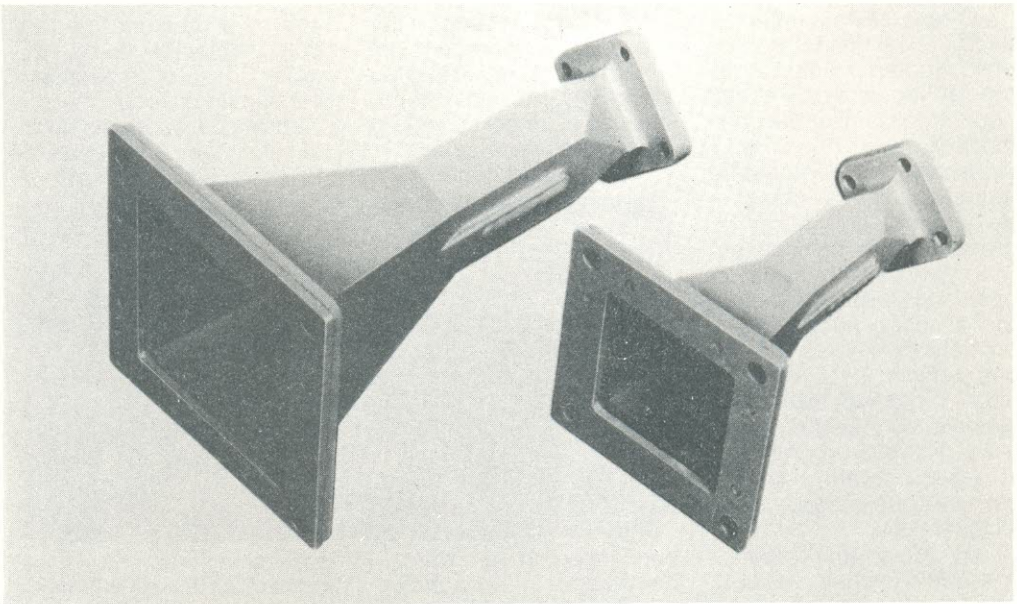
NOVIDADES INDUSTRIAIS

Nova antena "horn" da AEL, para 18 a 40 GHz

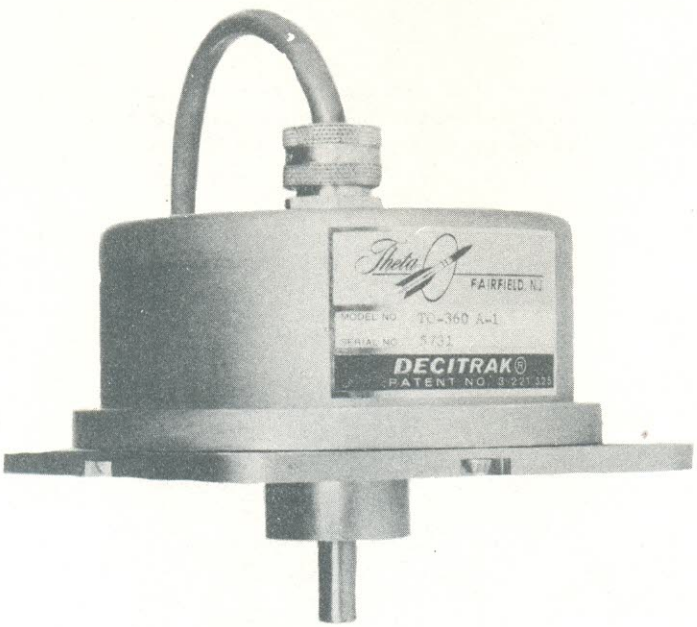
A American Electronic Laboratories, Inc. (AEL), apresentou recentemente suas antenas em forma de corneta *(horn)* modelos H-1629 e H –1630, que oferecem um ganho moderado, e *performance* polarizada circularmente nas bandas de 18 a 26,5 GHz e 26,5 a 40 GHz, respectivamente.

Eletricamente caracterizam-se pela largura do feixe controlada, relação axial baixa e alta eficiência. Fisicamente, apresentam paredes finas, de alumínio, o que proporciona uma construção leve e robusta.

As antenas "corneta" H-1629 e H1-1630 da AEL foram projetadas para adequarse a aplicações de rastreio em sistemas de ar, mar e terra. □



Theta apresenta novo codificador óptico industrial Decitrak



A Theta Instrument Corporation lançou um novo codificador óptico BCD industrial de baixo custo, que converte rotação mecânica de eixo em uma precisa saída eletrônica no formato BCD.

Projetado para completar a linha de codificadores Decitrak da Theta, este novo codificador proporciona uma saída BCD com uma faixa angular de 359. A precisão é de ± 1 bit. Sua concepção óptica de não contacto auxilia a operação em baixo torque e alta velocidade.

A série T0 oferece um projeto mecânico adequadamente robusto para operação industrial pesada e utiliza LEDs ultra confiáveis e de longa vida como fontes de luz. A baixa de exigência de alimentação de entrada, de 5 VCC, especificada tanto para a versão TTL como para a CMOS, sem componentes externos, torna o Decitrak ideal para uma ampla gama de aplicações industriais. □

NOVIDADES INDUSTRIAIS

Novo controlador digital apresenta dois totalizadores programáveis

O novo Multicounter série 7984 da Veeder-Root é um controlador digital de estado sólido com dois contadores totalizantes. Ele combina as funções e características mais freqüentemente requeridas para a contagem de quantidades e peças de produção com controle automático da fabricação e operações de processamento baseadas num número pré-determinado de unidades, ciclos, etc. Quando uma quantidade pré-ajustada de até 9999 é atingida, um relé programável atua para controlar operações de corte, parada ou posicionamento.

Os dois totalizadores possuem *displays* de LED independentes com 4 e 7 décadas. Eles podem ser programados na instalação para desempenhar duas de três funções: mostrar a progressão da contagem pré-determinada, mostrar o número total de unidades produzidas ou indicar o total da quantidade pré-ajustada.

Operando em 115 VCA, este incomumente versátil controlador de contagem utiliza circuitos integrados CMOS, os quais aceitam sinais de entrada de uma grande variedade de sensores, chaves e transmissores de pulso. Velocidades de contagem de até 10 kHz são conseguidas com pulsos eletrônicos, sensores de alta velocidade e cabeças fotosensíveis da Veeder-Root; com sinais de chaves de contato obtêm-se 40 Hz. O Multicounter oferece +6 VCC/150 mA para alimentar dispositivos externos de sinalização.

O circuito de controle de saída contém um relé SPDT, forma C. Os contatos suportam 115 VCA a 5 ampères. O tempo de retenção é de 100 ms nomalmente, mas pode ser programado em campo no conector traseiro para até 1 segundo antes da reciclagem automática. Também pode ser programado para memorizar, com reciclagem manual ou remota. A reciclagem automática do relé pode ocorrer até a 500 saídas por minuto — sem perda da contagem.

O Multicounter pode ser empregado como um instrumento de controle e indicação de dados separado, ou combinado com uma completa linha de Veeder-Root, de contadores, temporizadores, indicadores de ritmo e sistemas de aquisição de dados. □

Caixas registradoras eletrônicas da Sweda International

A Sweda International, de N. J., USA, lançou uma versão melhorada de sua família L-45 de caixas registradoras eletrônicas para restaurantes, bares, supermercados, etc., que amplia sobremaneira a capacidade e a funcionalidade das registradoras.

As novas L-45, modelos 4615 e 4625, reúnem uma variedade de funções adicionais, importantes para aplicação na indústria, tais como comunicação entre registradoras, gravação de dados e informações estatística.

Os aperfeiçoamentos também expandem as capacidades das L-45 em áreas como procura automática de preços e conferimento de cheques pelo operador.

Os já possuidores de máquinas L-45 (modelos 4610 e 4620) poderão também incrementar suas registradoras incluindo as novas melhorias.

O modelo 4625 da Sweda oferece 100 departamentos como característica padrão e, como opções, a inclusão de outros 100 departamentos, *display* operador e teclado iluminado. O modelo 4615 apresenta 25 departamentos. □

Antologia do LM 565

Com muita frequência nos deparamos com um bloco denominado *phase-locked loop*, ou PLL, ao analisarmos diversos circuitos eletrônicos. Principalmente em modems, sintetizadores de frequência, decodificadores de tom, demoduladores da FM, receptores de telemetria, etc.

Tal bloco também pode ser encontrado independentemente, na forma de circuito integrado. Em mais este artigo da série "Antologia", veremos o LM 565, um bastante conhecido PLL integrado.

Antes de entrarmos no 565 propriamente dito, vejamos o que é basicamente um PLL. As três letras da sigla correspondem a *phase-locked loop*, expressão que podemos traduzir como elo fechado por fase. O elo fechado por fase é um servo sistema. E o que é um servo sistema? Essencialmente, um servo sistema é um circuito que controla uma quantidade (no presente caso, a **fase**) "sentindo" como o estado do sistema difere de um estado requerido e aplicando-lhe uma correção. O PLL consiste de um comparador de fase cuja saída controla um VCO (oscilador controlado por tensão) de modo a minimizar a diferença de fase entre suas duas entradas. Em um PLL simples a saída do VCO é aplicada diretamente a uma das entradas do comparador de fase, mas em sistemas mais complexos a saída do VCO pode passar por um divisor ou ser misturada com um outro sinal antes. O efeito, porém, é o mesmo — quando o elo é fechado, um sinal derivado da saída do VCO é aplicado ao comparador de fase na mesma frequência que o sinal externo injetado na outra entrada.

À primeira vista, isso pode parecer uma operação algo inútil. Depois de tudo, já conseguido o sinal de entrada — porque sintetizar um outro da mesma frequência? Existem várias razões possíveis: o sinal de entrada pode estar ruidoso, nesse caso o PLL nos fornecerá uma saída na frequência da entrada, mas sem ruído; pode haver um divisor de frequência entre o VCO e o comparador de fase e aí a saída do VCO será um múltiplo — determinado pela relação do divisor — da entrada (o que é como muitos sintetizadores de frequência trabalham); ou a entrada pode ser modulada em frequência e nesse caso a saída do comparador irá alterar a frequência instantânea e demodulá-la.

O PLL 565

Os circuitos integrados 565 a 565C são elos fechados por fase de aplicações gerais, que contém um oscilador controlado por tensão estável e altamente linear para demodulação FM com baixa distorção, e um detector de fase duplo balanceado com boa supressão de portadora. A frequência do VCO é ajustada por um resistor e um capacitor externos, e uma gama de sintonização de 10:1 pode ser consguida com o mesmo capacitor. As características do sistema de elo fechado — largura de banda, velocidade de resposta, faixa de captura — podem ser ajustadas sobre uma larga faixa com um resistor e um capacitor externos. O elo pode ser interrompido entre o VCO e o detector de fase para inserção de um divisor de frequência digital com o objetivo de obter multiplicação de frequência.

Na figura 2, mostramos o diagrama de blocos de LM 565, juntamente com a distribuição externa dos pinos do integrado, no encapsulamento plástico DIP de 14 pinos.

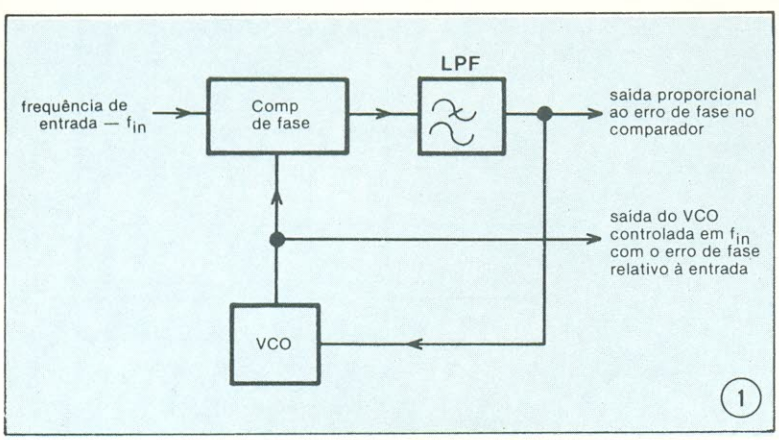
A alimentação do CI poderá ser feita na faixa de ± 5 a ± 12 VCC; a potência dissipada por ele será de 300 mW; a tensão diferencial de entrada, ± 1 V; e a faixa de operação em temperatura, de 0 a 70° C.

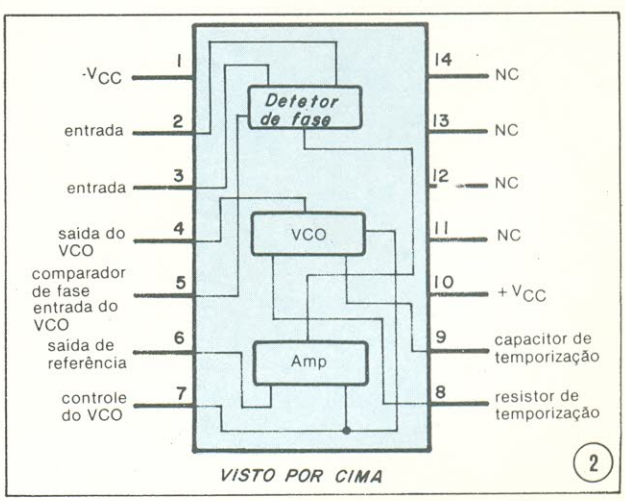
O LM 565 oferece uma estabilidade de frequência do VCO de 200 ppm/° C. A linearidade de saída demodulada é de 0,2%. O fechamento é ajustável numa faixa de ± 1% até mais de ± 60%. A entrada do detector de fase compatibiliza-se com circuitos TTL e DTL e a saída é um sinal de onda quadrada. Também apresenta onda triangular linear em cruzamentos de fase zero.

A figura 3 reúne diversas curvas que ilustram as principais características de desempenho típicas do circuito 565.

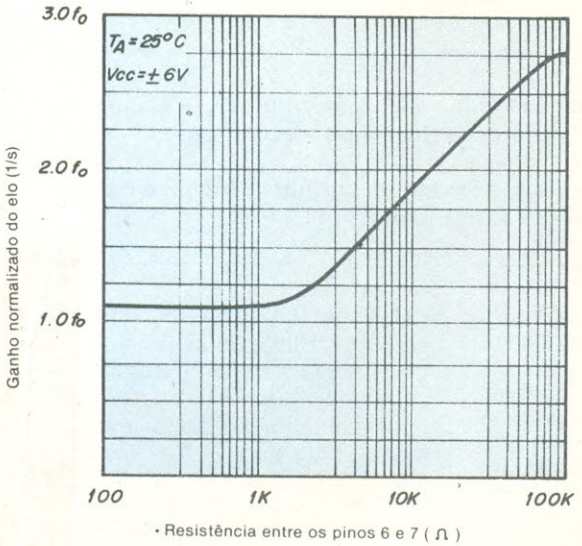
Aplicações

Os circuitos PLL prestam-se a inúmeras aplicações, algumas das quais enumeramos a título de exemplo: sincronização de dados e fita, modems (moduladores/demoduladores), demodulação FSK (chaveamento por mudança de frequência, uma forma de re-



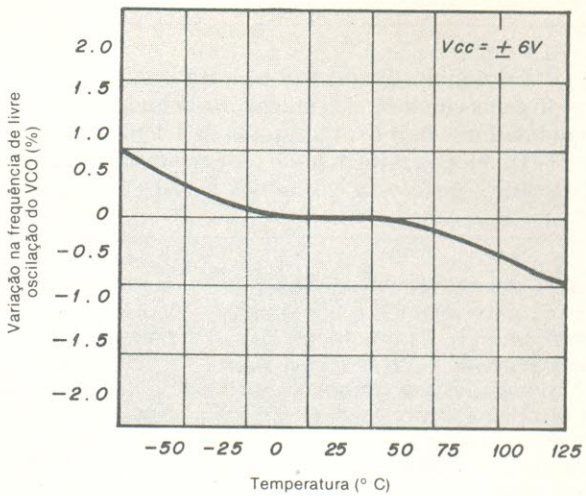


Ganho do elo X resistência da carga

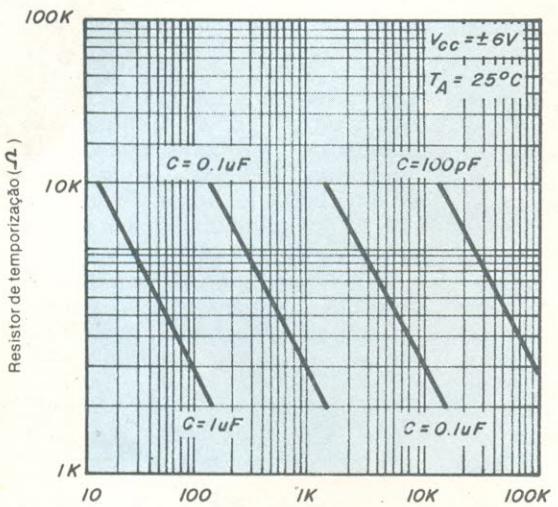


• Resistência entre os pinos 6 e 7 (Ω)

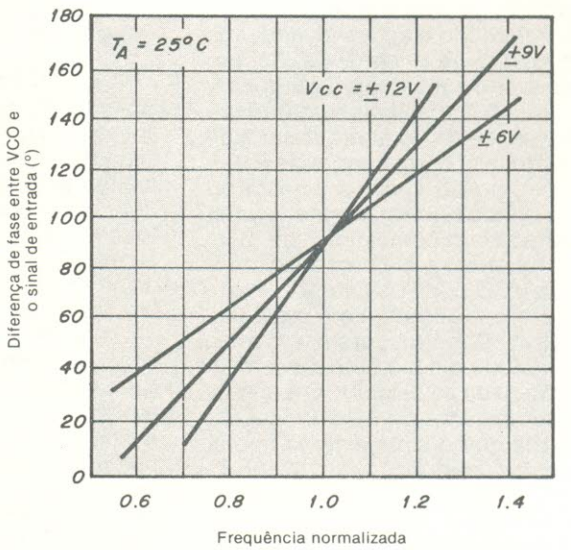
Frequência do VCO em função da temperatura.



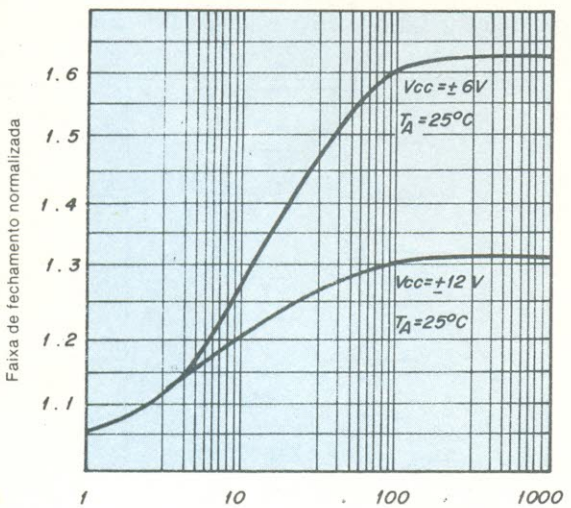
Frequência do VCO.



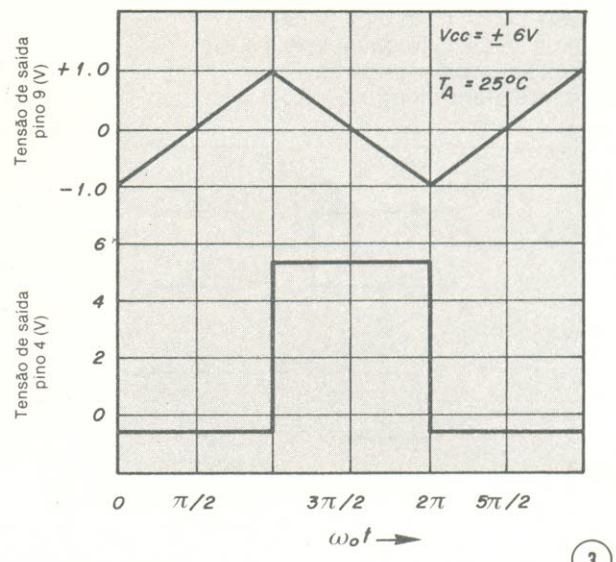
Deslocamento de fase X frequência



Faixa de fechamento em função da tensão de alimentação.



Formas de onda de saída do oscilador.



3

presentar os níveis 0 e 1 numa transmissão digital, através de duas frequências determinadas), demodulação FM, sintetização de frequência, decodificação de tons, multiplicação e divisão de frequência, receptores de telemetria, demoduladores SCA, regeneração de sinais, demoduladores coerentes, e outras.

Para o caso específico do LM 565, indicamos, nas figuras 4 a 8, alguns circuitos de aplicação típica desse integrado.

Notas de aplicação

Nos projetos que utilizem elos fechados por fase, como o 565, alguns importantes parâmetros deverão ser considerados:

Frequência de livre oscilação (*free-running*):

$$f_o \cong \frac{1}{3{,}7.R_o.C_o}$$

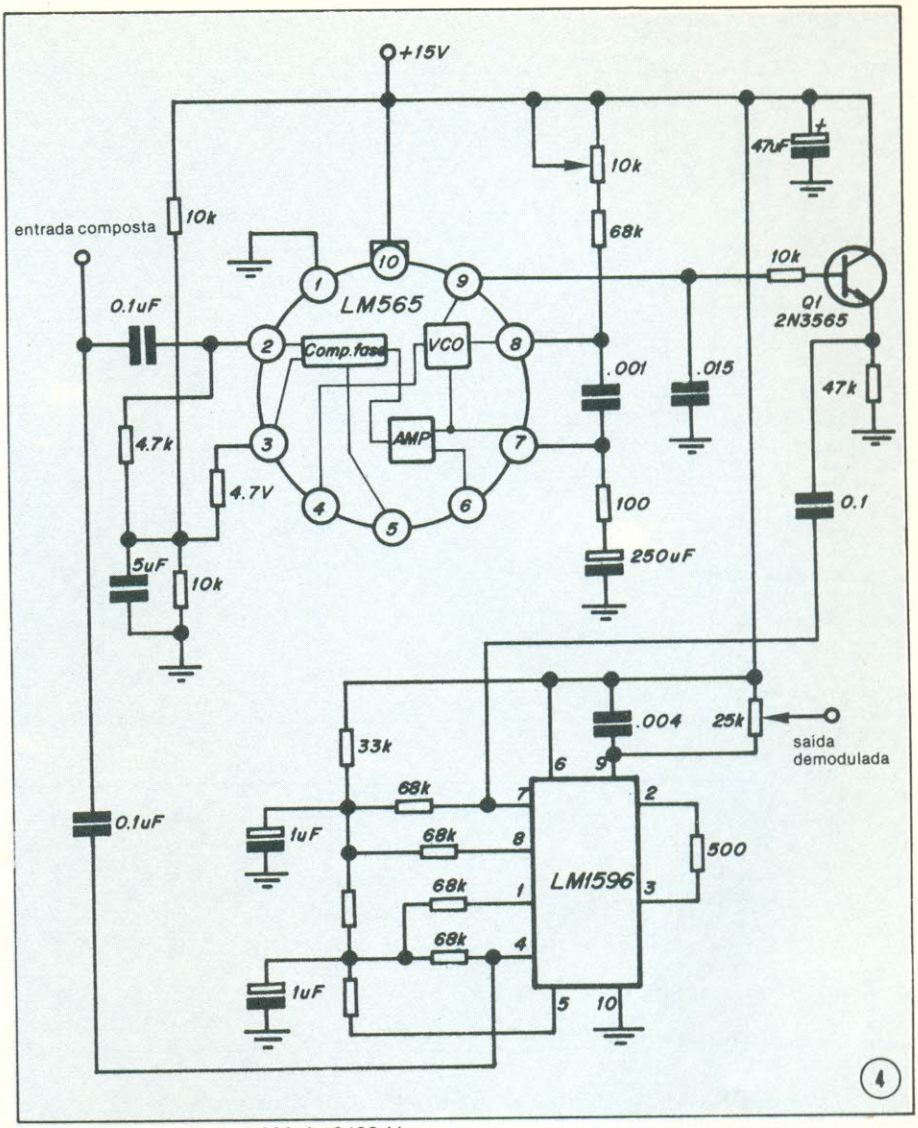
Ganho do elo: indica a variação de fase entre o sinal de entrada e o sinal do VCO para um deslocamento na frequência do sinal de entrada (supondo que o elo permanece fechado). Na teoria servo, isto é chamado de "coeficiente de velocidade de erro".

ganho do elo $= K_o.K_D\left(\frac{1}{s}\right)$

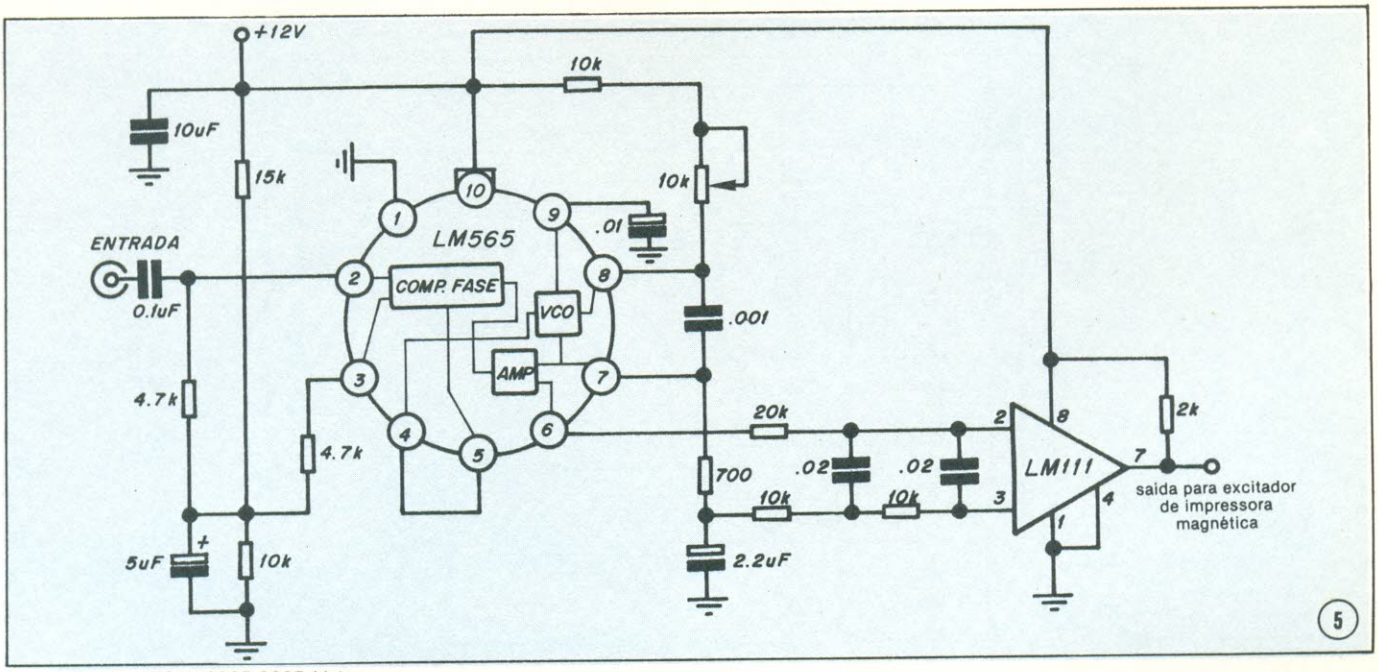
K_o = sensibilidade do oscilador $\left(\frac{\text{radianos/segundo}}{\text{volt}}\right)$

K_D = sensibilidade do detector de fase $\left(\frac{\text{volts}}{\text{radianos}}\right)$

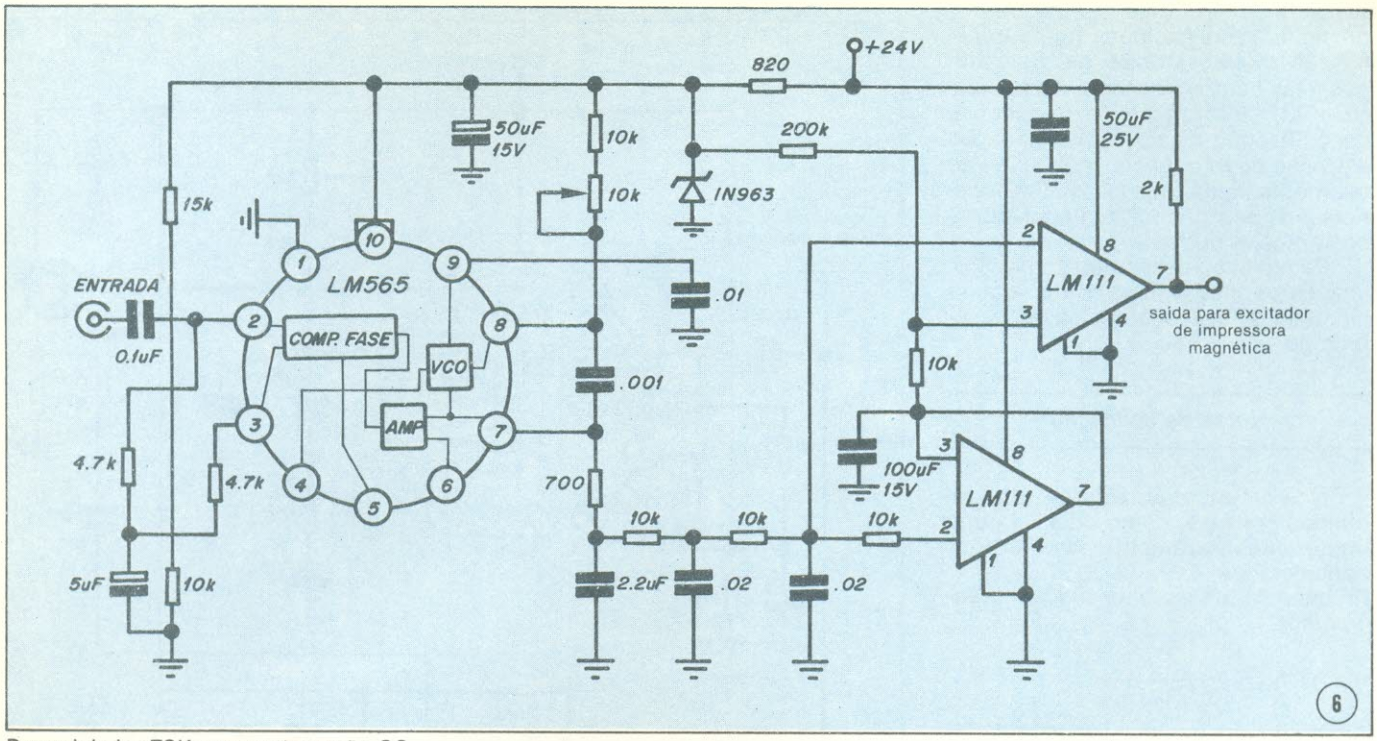
O ganho do elo do LM 565 depende da tensão de alimentação, e pode



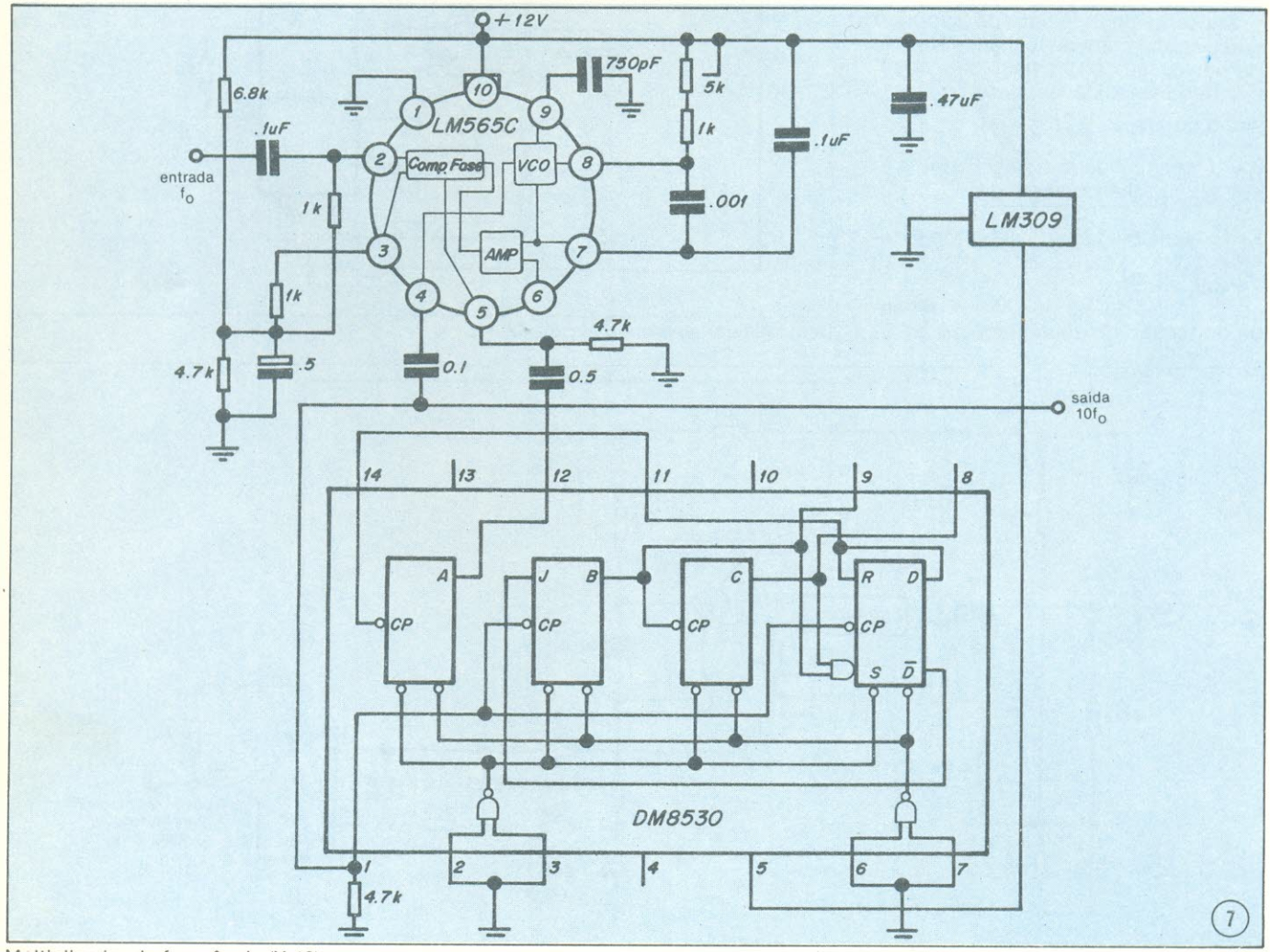
Demodulador síncrono AM de 2400 Hz.



Demodulador FSK (2025-2225 Hz).



Demodulador FSK com restauração CC.



Multiplicador de frequência (X 10).

ser encontrado a partir de:

$$K_O.K_D = \frac{33,6.f_O}{V_C}$$

f_O = frequência do VCO em Hz
V_C = tensão de alimentação total do circuito

O ganho do elo pode ser reduzido conectando-se um resistor entre os pinos 6 e 7; isto reduz a impedância da carga no amplificador de saída e também o ganho de elo.

Faixa de fechamento: a faixa de frequências em que o elo permanecerá fechado, após o fechamento inicial.

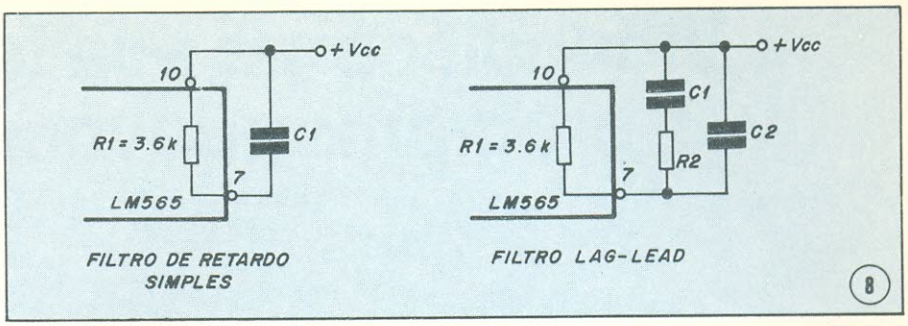
$$f_H = \pm \frac{8f_O}{V_C}$$

f_O = frequência de livre oscilação do VCO
V_C = tensão de alimentação total do circuito

Um filtro para a saída do PLL

Em quase todas as aplicações, será desejável filtrar o sinal na saída do detector de fase (pino 7); este filtro poderá tomar uma dentre duas formas (vide figura 8).

Um simples filtro de retardo poderá ser usado nas aplicações do elo fechado com ampla largura de banda, tal como modulação onde o desvio de frequência é um tanto alto (maior que 10%), ou onde sinais de modulação de banda larga devam ser seguidos.



A largura de banda natural da resposta do elo fechado pode ser encontrada a partir de:

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_O.K_D}{R1C1}}$$

Associado com isto está o fator de amortecimento (*damping*):

$$\delta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R1C1K_OK_D}}$$

Para as aplicações de banda estreita, onde a largura de banda de ruído reduzida é desejada, tais como as que envolvem o seguimento de uma portadora que varia lentamente, um filtro *lag-lead* (veja a figura 8) deverá ser utilizado. Em geral, se 1/R1C1 é maior que K_OK_D, o fator de amortecimento para o elo torna-se muito pequeno resultando num grande *overshoot* (resposta inicial a transiente) possível instabilidade na resposta a transiente do elo. Nesse caso, a frequência natural do elo pode ser achada partindo de:

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_OK_D}{\tau 1 + \tau 2}}$$

$$\tau 1 + \tau 2 = (R1 + R2)C1$$

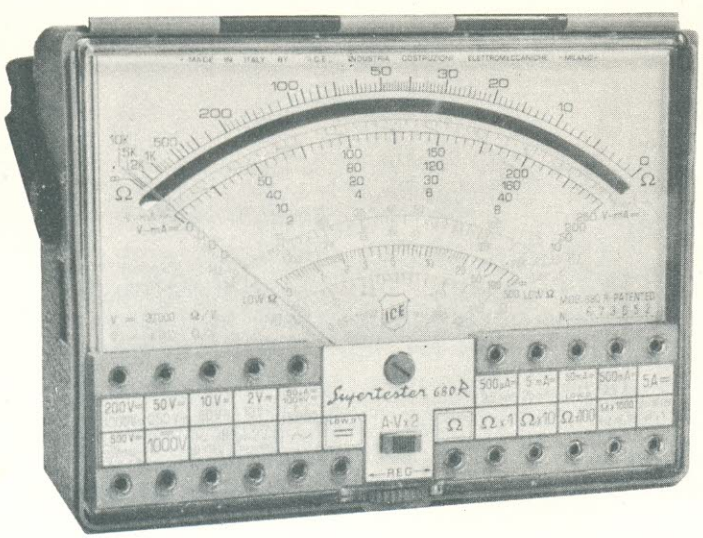
R2 é selecionado para produzir um fator de amortecimento desejado, usualmente entre 0,5 e 1,0. O fator de amortecimento é obtido a partir da aproximação:

$$\delta \cong \pi.\tau 2 f_n$$

O capacitor C2 deverá ser muito menor que C1 uma vez que sua função é proporcionar a filtragem da portadora. Em geral, C2 $\leq$ 0,1.C1.

E assim terminamos mais um capítulo da série "Antologia". Escrevanos enviando uma sugestão, caso haja algum dispositivo que deseje ver tratado por esta seção. □

O SUPERTESTER PARA TÉCNICOS EXIGENTES!!!



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS MOD. 680R

10 funções, com 80 faixas de medição:

VOLTS C.A.	— 11 faixas de medição: de 2 V a 2500 V
VOLTS C.A.	— 13 faixas de medição: de 100 mV a 2000 V
AMP. C.C.	— 12 faixas de medição: de 50 uA a 10 A
AMP. C.A.	— 10 faixas de medição: de 200 uA a 5 A
OHMS	— 6 faixas de medição: de 1/10 de ohm a 100 megohm
REATANCIA	— 1 faixa de medição, de 0 a 10 Megohms
CAPACITANCIA	— 6 faixas de medição: de 0 a 500 pF — de 0 a 0,5 uF — e de 0 a 50 000 uF, em quatro escalas
FREQUÊNCIA	— 2 faixas de medição: de 0 a 500 e de 0 a 5000 HZ
V SAÍDA	— 9 faixas de medição: de 10 V a 2500 V
DECIBÉIS	— 10 faixas de medição: de -24 a + 70 dB

Fornecido com pontas de prova, garras jacaré, pilhas, manual e estojo.

PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

Estamos admitindo representantes ou vendedores autônomos

PEÇAM FOLHETOS ILUSTRADOS COM TODOS OS INSTRUMENTOS FABRICADOS PELA «I.C.E.» — INDÚSTRIA COSTRUZIONI — ELETTROMECCANICHE, MILÃO

Comercial Importadora Alp Ltda.

Alameda Jaú, 1528 — 4.º andar — conj. 42 — fone: 881-0058 (direto) 852-5239 (recados) CEP 01420 — S. Paulo — SP

Videodisco: na sua tela de TV o programa que você quiser

Paulo Nubile

ILUSTRAÇÃO DE SIAN

No tempo em que não existia o som gravado no mercado era preciso assistir a uma execução ao vivo ou um programa de rádio para se ouvir a música preferida e, se o gosto do ouvinte não coincidia com o do programador de rádio, aí era um desastre, a melhor opção era desligar o aparelho. O som gravado veio dar a possibilidade, através da aquisição dos discos, de uma escolha individualizada de uma programação auditiva.

Problema semelhante ocorre hoje com a televisão. Não têm sido raros os dias em que a programação de nenhum canal nos satisfaz. Às vezes gostaríamos de assistir a um programa educativo, um bom filme ou um programa esportivo, enquanto nos canais de TV encontramos apenas comerciais, novelas ou desenhos animados sem graça nenhuma.

Os videodiscos, que daqui a alguns anos serão tão populares quanto os long-plays sonoros, vão nos dar a possibilidade de escolha de uma programação própria de televisão.

Nos Estados Unidos os videodiscos já começaram a ser comercializados. O sistema é composto, basicamente, de discos pré-gravados, muito semelhantes aos long-plays de áudio cujas informações neles contidas são recuperadas num toca-videodiscos; a saída desse toca-videodiscos pode ser ligada a qualquer antena de um receptor de televisão para que, na tela, possa se assistir ao programa de TV selecionado.

Antes do surgimento dos videodiscos várias outras tentativas foram feitas para a obtenção da imagem gravada; entre elas podemos citar as fitas magnéticas e os filmes ópticos. Essas tentativas fracassaram ou por problemas técnicos ou por problemas de viabilidade comercial. Os videodiscos, porém, parecem ser um campo promissor, haja vista o número de companhias que hoje desenvolvem intensas pesquisas no campo. A RCA, a AEG Telefunken, a Britsh Decca, a Philips e a MCA são apenas algumas delas.

Três sistemas de reprodução de imagens por vidiodiscos estão em competição no mercado. Este artigo discutirá em linhas gerais esses sistemas bem como as vantagens e desvantagens de um e outro. Independente de qual sistema será o mais bem sucedido, a realidade é que os videodiscos estão aí e serão uma realidade num futuro imediato.

LP × Videodisco

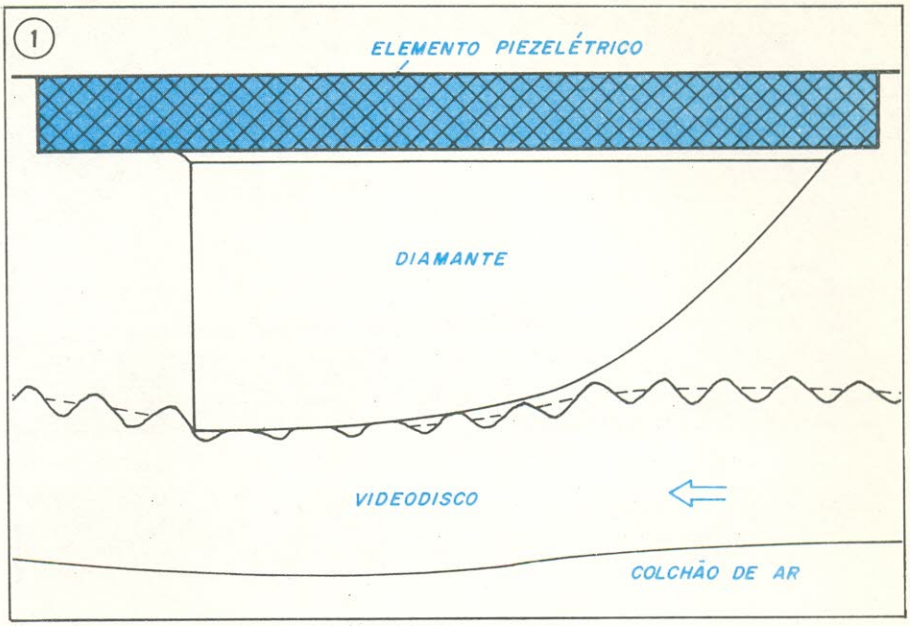
A comparação entre um long play de áudio e um videodisco é eficiente para se avaliar qualitativamente a capacidade de gravação de um videodisco (quantidade de informações armazenadas por unidade de tempo ou de espaço).

Fisicamente os videodiscos são bem parecidos com os LPs de doze polegadas. Embora se pareçam muito, essa semelhança é apenas superficial.

Os LPs de alta fidelidade têm, em média, um fluxo de bits de informações calculado em torno dos 300.000 bits/segundo e podem acomodar informações com uma densidade de 5000 bits/mm^2. O resutado é que um LP de 33 rpm pode gravar facilmente de 30 a 45 minutos de uma programação auditiva.

O fluxo de bits de informações necessário para a gravação de sinais de TV deve ser umas 100 vezes maior que para a gravação de sinais de áudio. Logicamente, a densidade de informações também deve ser 100 vezes maior.

Um videodisco padrão tem de 250 a 350 sulcos por polegada radial. Nesses sulcos são gravados tanto os sinais de áudio quanto os sinais de vídeo de uma transmissão de TV. A gravação se dá de modo semelhante à gravação de um long play: por deformação da superfície do disco conforme o sinal de vídeo a ser gravado.

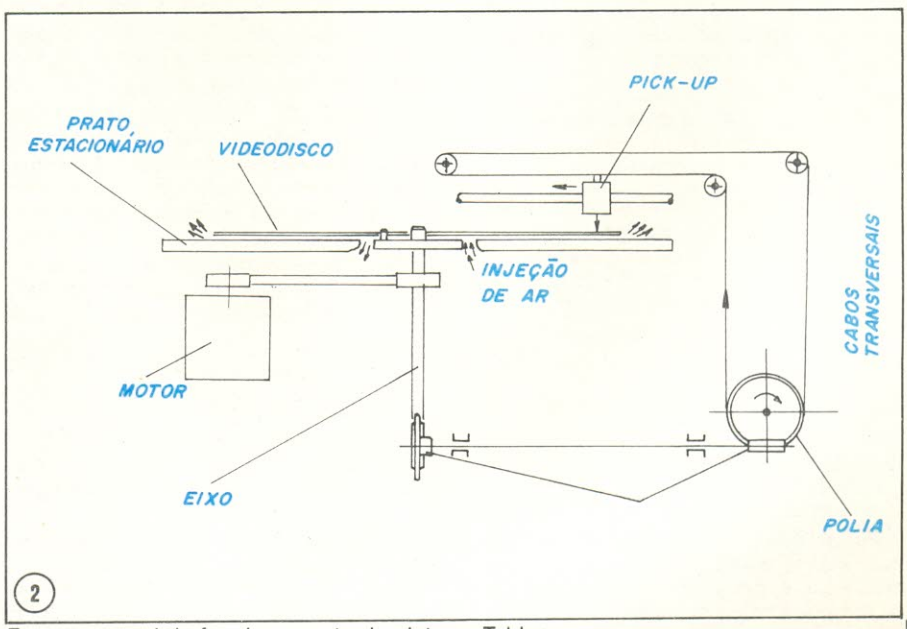


A agulha de reprodução do sistema Teldec.

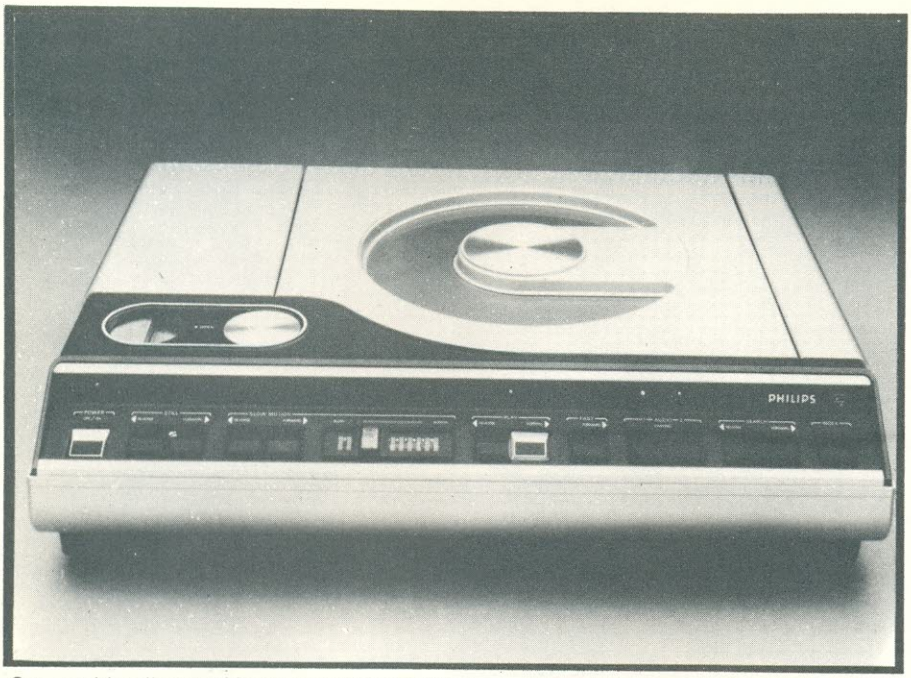
O Pioneirismo da Teldec

O primeiro sistema comercializado foi desenvolvido pela Teldec. É bastante parecido com o sistema de gravação e reprodução de long plays. As informações são gravadas como deformações na trilha de sulcos e podem ser recuperadas por intermédio de uma agulha de diamante. A geometria da agulha pode ser vista na figura 1. Ligado ao cristal de diamante um elemento piezoelétrico transforma as informações de pressão colhidas pelo diamante em sinais elétricos enviados para a entrada do televisor. O som, gravado da mesma forma que o vídeo, é recuperado como pulsos que aparecem durante o intervalo de branqueamento entre duas linhas horizontais.

Com uma freqüência de 30 quadros por segundo (padrão norte-americano), os sinais de TV a cores são gravados, no sistema Teldec, de tal modo que cada quadro se encaixe numa única rotação completa do disco e a velocidade de rotação deve ser de 1800 rpm. Para lugares onde a freqüência da rede é de 60 Hz, essa velocidade pode ser facilmente obtida com um motor que trabalhe acoplado a um divisor de módulo 2.



Esquema geral de funcionamento do sistema Teldec.



O toca-videodiscos "Magnavision" da Philips.

A figura 2 mostra mais detalhes acerca desse sistema. O disco é centrado num eixo e é sustentado por um colchão de ar acima de um prato fixo. O movimento transverso da agulha é determinado por polias e cabos acoplados ao próprio motor que faz girar o disco.

Nos aparelhos Teldec mais recentes um sistema de automação evita o manuseio do disco. O mecanismo extrai o disco do envelope protetor, leva-o até o prato e depois de executada a programação o recoloca novamente no envelope protetor.

O conjunto todo, incluindo os circuitos elétricos, tem o tamanho de um tape-deck profissional. O sistema é independente do receptor de televisão. Um videodisco fabricado pela Teldec tem um tempo total de programação gravada de 10 minutos.

Philips e RCA, os dois sistemas atualmente em competição

Os primeiros aparelhos desenvolvidos pela Philips, que optou por um sistema eletro-óptico, foram apresentados ao público em 1978 em Atlanta, Estado da Geórgia, em dezembro desse ano. Os aparelhos estavam sendo vendidos por $675 a unidade. Hoje, 1980, o sistema Philips já tem representantes em todos os Estados Unidos. O sistema tem sido comercializado com subsídios da Magnavox Consumer Electronics, representante norte americana da Philips, com o nome de Magnavision. Seu catálogo já conta com 200 videodiscos incluindo programas educativos, programas esportivos e os filmes mais recentes do cinema. Um videodisco de 30 minutos custa para um norte americano aproximadamente $6 e video disco de duas horas custa $16.

Outro sistema já desenvolvido e testado — embora não comercializado — foi desenvolvido pela RCA. Esse sistema é baseado em discos capacitivos e não é compatível com o sistema da Philips, isto é, os videodiscos de um e de outro não podem ser trocados. Há uma grande possibilidade de que outras companhias venham a adotar o sistema RCA; sérios contatos têm sido mantidos entre a Panasonic e a JVC com a RCA.

Mais uma vez a guerra entre multinacionais se estabelece. De um lado a Philips com seu sistema eletro-óptico e de outro a RCA com seu sistema capacitivo. Nessa guerra, é claro, nenhuma das duas vai sair perdendo. O passado mostra que esses períodos de indefinição são breves e o sistema mais requisitado no mercado acaba prevalecendo. É possível também que um sistema seja adotado num país e o outro noutro, como, aliás, aconteceu com os vários sistemas de transmissão e recepção de TV a cores. É conveniente, então, ter uma idéia geral de cada um desses sistemas e de qual seria o mais bem sucedido aqui no Brasil.

O Sistema Philips

O elemento-chave do sistema Philips e que o diferencia de qualquer outro é o raio laser, responsável pela gravação e reprodução de sinais no videodisco. Na gravação um feixe laser precisamente controlado é usado para provocar deformações na superfície do disco que representam os sinais de som, cor e luminosidade de uma imagem de TV. Com uma largura de 0,7 um, as depressões variam em profundidade desde 0,8 um até 2,5 um e a trilha de sulcos segue um trajeto continuamente espiralado. Com esse processo de gravação é possível condensar muito mais informações por unidade de área no disco. Na prática, o sistema Philips é capaz de triplicar o tempo de programação gravada em relação ao sistema Teldec.

Um videodisco da Philips consiste de três partes: camada protretora, camada gravada e camada altamente refletiva de alumínio.

O feixe laser no aparelho de reprodução do videodisco é usado como um leitor óptico, sem contato mecânico entre a camada gravada e o leitor. A luz de um laser de 1 mW de potência é focalizada num ponto de 1 um de diâmetro do videodisco, atravessa a camada protetora, depois a camada gravada e finalmente é refletida pela camada refletiva de alumínio. O sinal óptico de retorno é focalizado numa lente e enviado a um fotodetetor. O detetor converte o sinal óptico em elétrico que contém tanto as informações de vídeo quanto de áudio do programa gravado.

O sinal óptico de retorno tem amplitude e fase variadas conforme os sulcos existentes no disco, feitos anteriormente por outro laser mais potente. A quantidade de luz refletida é modulada pelas características de profundidade e comprimento das depressões nos sulcos.

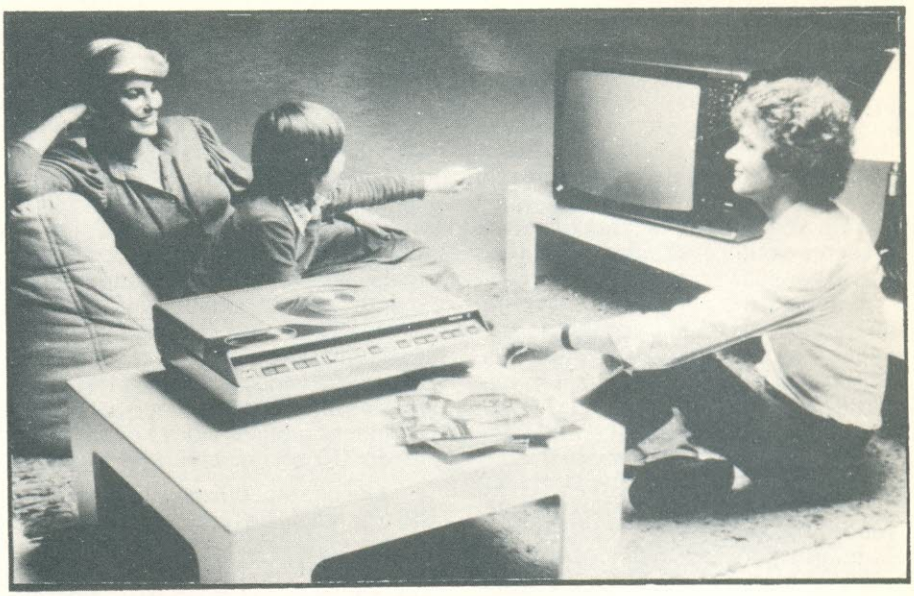
A figura 3 ilustra o sistema de reprodução dos videodiscos da Philips. As linhas tracejadas indicam o percurso óptico do feixe. O bloco Servo-controle de vídeo é necessário para traquear e focalizar o feixe de raios laser quando este tender a se desviar da perpendicular do plano do videodisco ou quando as dimensões do ponto luminoso começarem a aumentar. Trata-se de uma série de circuitos vigilante a qualquer disfunção que ocorra no feixe laser.

Como existe uma camada protetora que envolve todo o videodisco, o sistema é imune a riscos ou deposições nos sulcos. Talvez essa seja a grande vantagem do sistema Philips.

A exemplo do sistema Teldec, o disco roda com uma velocidade de 1800 rotações por minuto para uma freqüência de 30 quadros por segundo.

O sistema Philips ainda possui um contador interno e um sistema de servo deteção para selecionar e localizar uma cena ou um quadro. O videodisco é gravado nos dois lados e pode acomodar mais de 30 minutos de programação em cada face.

O sistema capacitivo da RCA



Em muitos aspectos o sistema mecânico capacitivo de videodiscos desenvolvido pela RCA ocupa uma posição intermediária entre o sistema Teldec e o Philips. Um porta-voz da RCA disse que o sistema foi projetado para diminuir ao máximo as dificuldades de fabricação do aparelho em si e para tornar o toca-videodisco o mais simplificado possível para o usuário.

Usando um sistema de traqueamento para a agulha, deteção de sinais por via capacitiva e uma velocidade de rotação de 450 rotações por minuto a RCA acredita ter atingido o estágio ideal de viabilidade econômica, simplicidade de operação e custo de manutenção e operação. Além disso, a montagem das partes mecânicas e elétricas é facilitada pela utilização do sistema de módulos.

De modo semelhante à Teldec, a RCA usa videodiscos gravados mecanicamente em trilhas de sulcos. Os videodiscos são constituídos de cinco camadas compactadas. O núcleo de vinyl contém as ranhuras que variam em comprimento desde 0,23 até 1,23 um. As ranhuras são feitas na superfície do disco através de um feixe de elétrons de grande resolução. Sobre o núcleo de vinyl é depositada uma camada metálica e outra de estireno (substância plástica). Por fim, uma camada de óleo é colocada sobre tudo, aumentando a expectativa de vida do disco e da agulha de reprodução.

O sinal é recuperado pela variação da capacitância que existe entre o disco e a agulha; conforme a profundidade e o comprimento das ranhuras a capacitância varia e um circuito elétrico

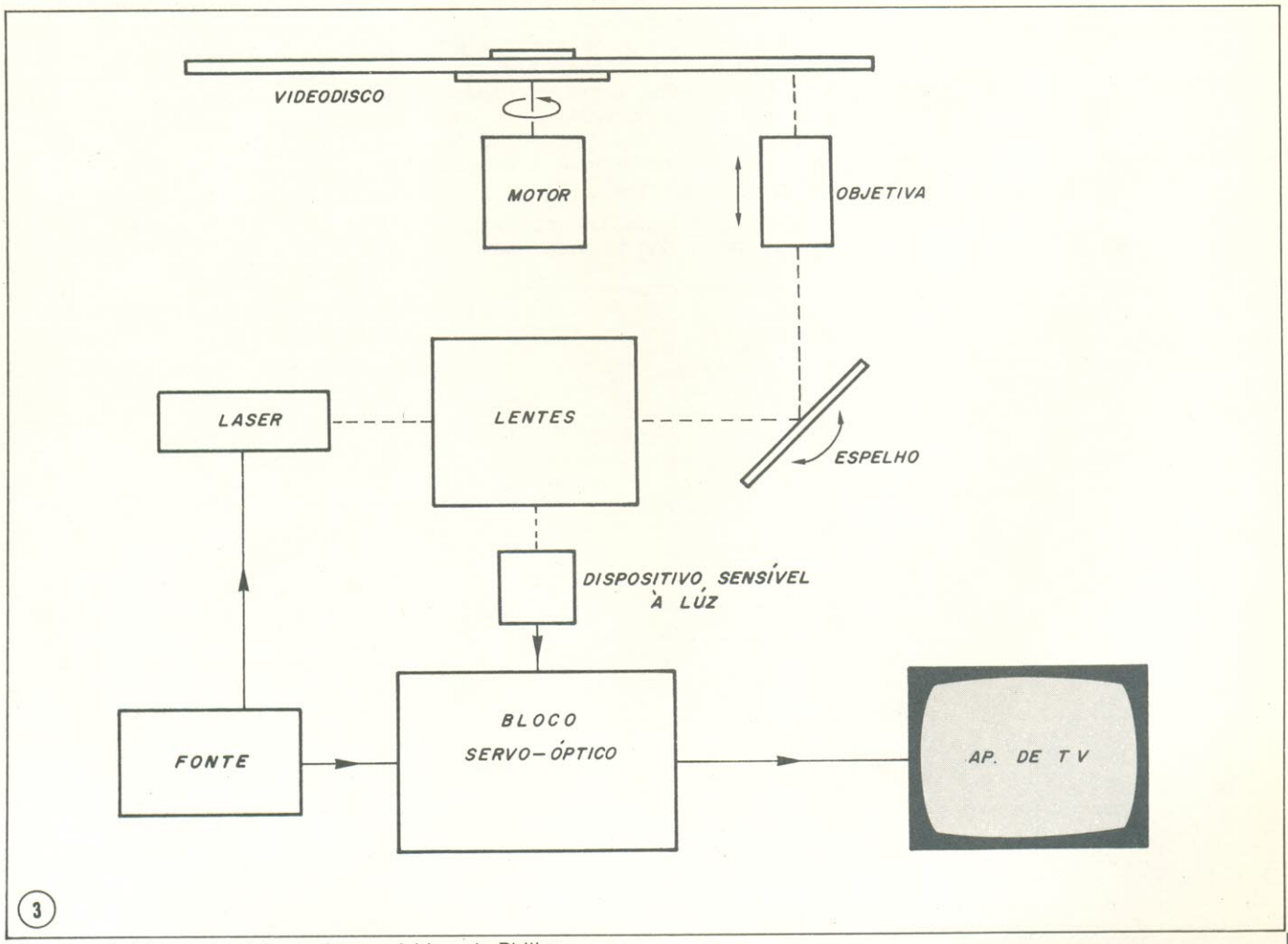


Diagrama de blocos do sistema desenvolvido pela Philips.

trata de transformar essa variação de capacitância numa variação de corrente.

A figura 4 mostra detalhes da reprodução de sinais num disco construído conforme o sistema RCA. A agulha de reprodução é feita de safira. A base dessa agulha de safira representa um dos terminais do capacitor, enquanto a camada metálica do disco representa a outra. A camada de estireno serve, por sua vez, como dielétrico.

Quando a agulha percorre as ranhuras, a capacitância varia de acordo com a área total de cada ranhura que, por sua vez, é proporcional à informação de vídeo a ser recuperada. A mudança da capacitância é sentida através de um circuito ressonante.

Um dos problemas que surge em todos os videodiscos é o fato de que, sendo a velocidade de rotação uma constante para todo o disco, a performance perto da borda tende a ser melhor que a performance próxima ao centro. Parece, porém, que a RCA conseguiu resolver o problema, já que seu sistema toca videodiscos de mais de 60 minutos de duração de cada lado.

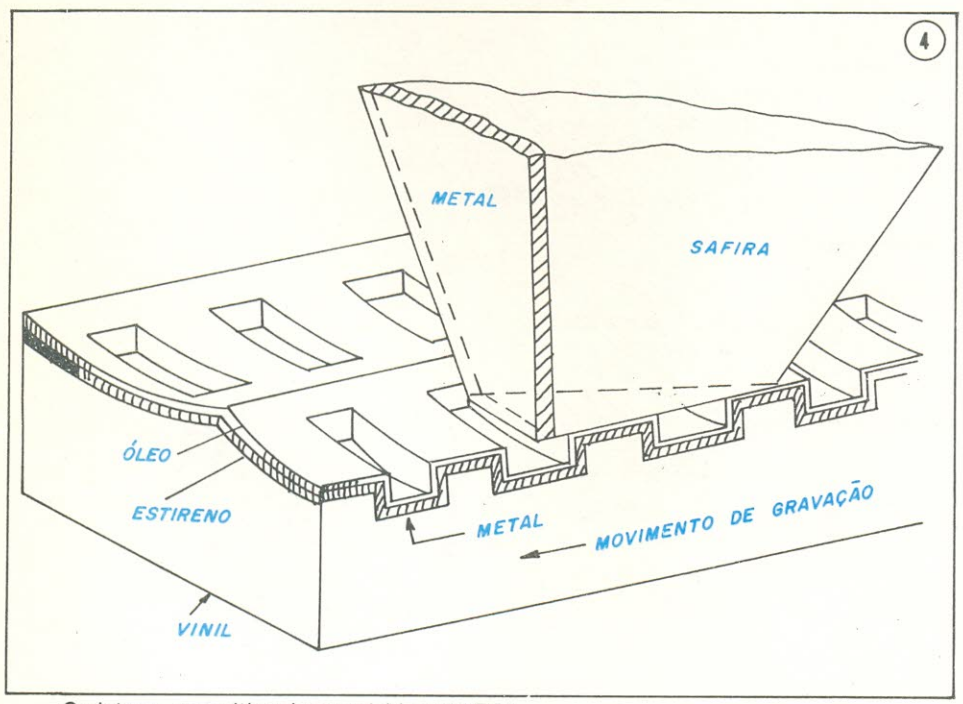
Uma breve comparação entre os três sistemas

Seria interessante agora resumir tudo o que foi dito até aqui comparando características comuns nos três sistemas. Basicamente, os sistemas de videodiscos são compostos de três partes que merecem atenção: os videodiscos em si, os toca-videodiscos e as agulhas de reprodução.

Os videodiscos do sistema Teldec são feitos de PVC, os da Philips de Mylar com uma camada de alumínio e os da RCA são feitos de vynil, metal, dielétrico e óleo. Dos três sistemas, o que apresenta maior dificuldade de confecção dos discos talvez seja a Philips que, só pelo fato de utilizar um sistema óptico, já tem implícitos alguns cuidados de confecção. Por outro lado, os videodiscos da Philips são os mais duráveis, durabilidade praticamente inifinita. Quanto aos sistemas RCA e Teldec, as companhias garantem um mínimo de 100 execuções. No custo dos videodiscos, os três sistemas se equiparam, o preço para o consumidor americano deve girar em torno dos 10 dólares cada videodisco.

Os toca-videodiscos variam segundo o princípio de funcionamento de cada sistema. O sistema Teldec possui um aparelho que funciona à base de transdutores de pressão para sinal elétrico, os toca-videodiscos da Philips usam sensores ópticos e um laser interno, enquanto o sistema RCA desenvolveu aparelhos com sensores capacitivos à base de circuitos ressonantes. Os três sistemas parecem, a princípio, incompatíveis; mas, há uma possibilidade de tornar os sistemas Teldec e RCA compatíveis com uma futura padronização de agulhas (adoção de agulhas que sejam sensíveis à pressão e também possam formar um capacitor como no sistema RCA). O sistema Philips, porém, não tem nenhuma chance de se tornar compatível com os outros dois sistemas.

Quanto às agulhas de reprodução, elas só são usadas nos sistemas RCA e Teldec (de safira no primeiro e de diamante no segundo). O sistema Philips utiliza um feixe laser para colher as informações contidas nas ranhuras do disco.



O sistema capacitivo desenvolvido pela RCA.

Videodiscos ou videocassetes?

Tanto os videodiscos quanto os videocassetes têm um lugar no mercado; assim como os discos e as fitas no caso de gravações sonoras. As vantagens econômicas dos videodiscos, porém, são inegáveis. Os equipamentos que operam com videodiscos não requerem conhecimentos técnicos para serem manejados, o que é uma grande vantagem.

Os videocassetes, como os videotêipes, são opções mais indicadas para utilização profissional, enquanto o mercado consumidor tende a adotar os videodiscos.

Os videodiscos no Brasil

Os videodiscos ainda são um divertimento de americano. Brevemente, porém, serão também um divertimento de brasileiro. Com todos os outros aparelhos foi assim, não será este um caso diferente. A Philips do Brasil pretende mostrar um aparelho em funcionamento na próxima UD (Feira de Utilidades Domésticas). A partir daí, conforme o número de pedidos, os videodiscos e os toca-videodiscos começarão a ser importados e, numa fase posterior, montados e construídos aqui mesmo no Brasil.

Por enquanto ainda temos que aturar as infelizes programações das TVs brasileiras.

Para aguçar a curiosidade dos leitores podemos adiantar algumas características do aparelho Magnavision a ser apresentado pela Philips na Feira da UD em fins de abril:

No funcionamento "standard" (padrão) o videodisco gira a 1800 rpm, cada rotação resulta numa imagem, o que quer dizer que a velocidade de quadro é de 30 quadros por segundo. O sistema ainda atua em câmara lenta ("slow motion"), em retrocesso ("backwards") ou com imagem congelada no vídeo ("freeze frame). Todos os quadros são codificados individualmente com números e podem ser selecionados rapidamente pelo contador colocado no "pick up".

Existem dois modos de funcionamento. No "extend play mode" o videodisco toca 60 minutos em cada face num total de 2 horas de programação. No modo "standard" o videodisco toca 30 minutos em cada face no total

de 1 hora de programação.

O sistema todo consiste de videodiscos pré-gravados "MCA Disco Vision" e de um toca-videodisco "Magnavision", da Magnavox, que pode ser acoplado a qualquer televisor.

Nenhuma espécie de agulha ou cápsula toca o disco, a recuperação do sinal gravado se dá por meio de um feixe laser.

O catálogo da MCA Disco Vision inclui desde clássicos dos irmãos Marx até fitas modernas como a premiada "Animal House" (ainda não exibida no Brasil), além de O Poderoso Chefão, Tubarão I e II, Cyborg, Love Story, À Procura de Mr. Goodbar, além de lições de culinária, tênis, aulas de ciência etc.. Ao todo são duzentos títulos disponíveis vendidos, atualmente, a 6 dólares cada. ●

Glossário de termos ligados aos videodiscos.

Agulha de Reprodução — elemento que entra em contato com o videodisco para extrair as informações nele gravadas. Ela pode ser de diamante (como no sistema desenvolvido pela Teldec), de safira (como no sistema desenvolvido pela RCA) ou pode não existir (como no caso da Philips que, ao invés de uma agulha de reprodução, utiliza um feixe laser como sensor).

Câmara Lenta — um recurso que os sistemas de videodiscos têm de apresentar uma cena com uma velocidade de quadro reduzida. Também conhecido como slow motion.

Densidade de Informações — medida do número de bits de informações contidos numa unidade de área. No caso de um videodisco a densidade de informações deve ser, no mínimo, 100 vezes maior que num LP sonoro.

Densidade Linear de Trilhos — mede a compactação dos trilhos num videodisco. É medida em trilhos por polegada radial. No sistema Teldec a densidade linear de trilhos é de 3500 por polegada radial, 12550 no sistema Philips e 5555 no sistema RCA.

Funcionamento em Modo Ampliado — Em inglês "Extended Play Mode". Nesse modo de funcionamento a velocidade de rotação é diminuída para que se dobre o tempo de programação a ser executado pelo videodisco.

Funcionamento em Modo Padrão — Em inglês "Standard Play Mode". Nesse modo de funcionamento a velocidade de rotação do disco é normal.

Imagem Congelada — recurso que possuem os sistemas de reprodução de imagens por videodiscos. Consiste em sustentar um quadro da imagem na tela da televisão. Também pode ser conhecido pelo nome em inglês: "Freeze Frame".

Imagens em Retrocesso — outro recurso dos sistemas de videodiscos. Consiste em fazer os quadros caminharem em sentido contrário na tela de TV. Efeito bem comum nas transmissões de jogos de futebol quando mostra a bola entrando e saindo do gol várias vezes. Também pode ser conhecido pelo nome em inglês: "bacwards"

Laser — Abreviação das iniciais em inglês de "Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation" (Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação). Nos videodiscos os lasers são usados no sistema Philips como elemento sensor das informações gravadas. Consiste de um feixe altamente concentrado e coerente de luz vermelha que incide no videodisco e, no retorno, tem sua amplitude e fase moduladas pelos sulcos do videodisco.

Toca-videodiscos — um aparelho em muito semelhante aos toca-discos. Possui um motor que faz girar o videodisco e, na saída, dispõe de um sinal elétrico que pode ser acoplado a qualquer antena de televisão. É o aparelho que extrai as informações de um videodisco, transformando-as em sinais elétricos.

Velocidade de Quadro — número de quadros que se formam numa tela de TV por segundo. Em funcionamento normal, a velocidade de quadro de um sistema de videodiscos operando no modo padrão é de 30 quadros por segundo. Em slow motion esse número pode diminuir para 5.

Velocidade de informações — número de bits de informações por unidade de tempo. É uma medida da freqüência que se pode armazenar nos sulcos de um disco. No caso de um videodisco a velocidade de informações não pode ser inferior a 1 milhão de bits por segundo.

Videodisco — é um disco, muito semelhante ao LP, que grava as informações de áudio e vídeo de um programa de televisão. Basicamente é construído de material plástico e pode acomodar até duas horas de programação televisiva.

A cada mês novos produtos são lançados no mercado eletrônico, equipamentos são inventados e aperfeiçoados, a NASA inicia mais uma missão, novas idéias e conceitos surgem em áudio, previsões são feitas sobre o avanço da eletrônica em todas as áreas do conhecimento humano. Você vai perder tudo isso?
Lendo Nova Eletrônica, você se mantém informado.

Sonorização de ambientes residenciais, no Brasil em 1980...

2.ª parte

Cláudio César Dias Baptista

CAIXAS, CAIXAS, CAIXAS...

Existem, apesar de super desconhecidas por aqui, caixas tipo "Leslie", com falantes rotativos, especiais para residências, para *produzir* efeitos de ambiência em salas de audição. Muitos conhecem as caixas "Leslie" para órgãos e teclados; seu uso estendeu-se pelos demais instrumentos musicais, alcançando até os sistemas de som residenciais, para os quais modelos específicos foram desenhados. Estes utilizam o mesmo princípio de falantes giratórios, bem como *delayers* ou retardadores eletrônicos. O efeito é interessante na "alta criatividade" e tem o mérito de produzir contínua alteração no campo acústico, cujas ondas, normalmente estacionárias, tem sua fase e padrão de reflexão continuamente alterados, produzindo uma *"resposta média uniforme"* para os graves, geralmente com resposta muito desigual e fixa nos sistemas convencionais.
Endereço: Electro Music/CBS Musical Instruments, a Division of Columbia Broadcasting System, Inc/Leslie is a Registered Trademark of CBS, Inc.
56 W Del Mar Boulevard, Bin 30, Arroyo Annex, Passadena, California 91109.

"DELAYERS"

Falei em "delayers", não? Existem diversos tipos de *delayers,* ou sistemas de atraso de som (retardo), que podem auxiliar muito na alta criatividade.

O *reverberador de molas* é um deles, o mais comum, e nem por isso o pior. Quando bem construído, produz resultados excelentes. A "AKG" produz um sistema excelente, bem como também a ORBAN, cujo endereço já foi exposto. Darei o endereço da AKG em New York, pois nem todos tem muita facilidade em comunicar-se com a fábrica, na Europa.
AKG Microphones, Headphones, distributed by
North American Philips Corporation
100 East 42nd street, New York, NY, 10017. USA.
O modelo da ORBAN é o "Spring Reverb Model 106 CX"; o melhor modelo da AKG é o "BX 15".

Existem também *delayers* eletrônicos, sejam do tipo analógico ou do tipo digital, sendo estes últimos os mais caros e melhores. Um bom endereço a pesquisar é o Music Emporium, já dado. Peça seu catálogo geral, informando que soube deles por meu intermédio, que deverá ser atendido. Pesquise os modelos e marcas ali apresentados, bem como procure a fábrica "Eventide Clockworks, Inc, 265 West 54th Street, New York City, 10019, USA."

Existem outros excelentes *delayers,* tais como o Marshall "Time Modulator", mas são "meio caros" (1495 dólares cada). Em todo caso, aqui vai o endereço:
Marshall Electronic,
Box 177 Joppa, Maryland
21805, USA.

Os *delayers* produzem retardos no som, como aqueles encontrados nos ambientes, sendo que os retardos maiores dão a impressão de ambientes maiores. É pena que justamente para produzir os retardos maiores, os *delayers* principalmente os analógicos, tenham uma resposta a altas freqüências proporcionalmente pior. *Delayers* têm grande aplicação na sonorização de ambientes longos e de teto baixo, fazendo sincronismo entre as caixas de som dispostas em intervalos ao longo desses ambientes. Um sistema de retardo por meio de fita, poderá ser encontrado no Palácio das Convenções, em São Paulo, se não me engano ali instalado pela Gradiente. É de origem estrangeira, para sincronizar os alto-falantes do fundo do auditório com os do Sistema Altec, suspenso sobre o palco para o som direto. Lembro-me de ter sido muito bem atendido ali pelos técnicos do Palácio, na época em que ali sonorizei um Show dos Mutantes. Fica aqui meu abraço e lembranças!

Façamos uma pausa agora para pensar em assunto da mais alta importância!

Todos estes efeitos, deverão criar condições as mais *reais* de reprodução, mais *possíveis,* e não um mar de efeitos demonstrativos do *status* audiofílico do dono do sistema... Deverão portanto ser usados com o devido cuidado e bom gosto!

Sei, por experiência, que excelentes efeitos de alta criatividade podem ser obtidos justamente com os aparelhos que deveriam justamente produzir efeitos *opostos* àqueles que esperamos. Basta SABER utilizá-los...

Em breve falarei da Expansão Dinâmica.

Tenho construído diversos expansores dinâmicos. Acredite, um dos melhores e mais naturais efeitos de *expansão* obtem-se com o *limitador,* exatamente o aparelho inverso do expansor!...

EXPANSORES DINÂMICOS, COMPRESSORES E LIMITADORES

A figura 15 mostra três aparelhos, de mesma procedência e funções similares, sobrepostos.

São expansores dinâmicos, e também compressores e limitadores. São fabricados pela mesma "dbx" cujo endereço expus na parte sobre o sintetizador de graves.

Já sabemos, a faixa dinâmica tem que ser comprimida em uma gravação, por motivos técnicos que envolvem a fita magnética, as cabeças gravadoras e o próprio sistema eletrônico. Isto quer dizer que o nível de intensidade sonora, ou o "volume" de um som "ao vivo" pode ser percebido com intensidade diferente desde o mínimo perceptível pelo ouvido humano, que chega a menos de 3 dB SPL (NIS) (ver meu Curso de Áudio), ao redor de 4 kHz, até o máximo suportável pelo ouvido, ou limiar da dor, ao redor de + 120 dB SPL (NIS). Lembrando que cada 3 dB a mais equivale ao *dobro* da potência acústica, e que os gravadores profissionais lutam por superar a marca de 70 dB entre o nível de ruído (que é o menor nível que conseguem registrar) e o nível de saturação (onde começa severa distorção), vemos

que quando se trata de reproduzir discos comuns ou transmissões em FM a partir dos mesmos discos, o quadro é dramático, chegando a faixa dinâmica a comprimir-se dentro de uns 50 dB.

Para recuperar completamente essa perda de faixa dinâmica, só mesmo com uma informação especial de comando acrescentada às gravações, mas isto não existe ainda em larga escala.

Os expansores dinâmicos como os da figura 15 servem para esse serviço, que não realizam de maneira exata, pois não sabem distinguir entre sinais de amplitude igual, vindos de um disco ou fita a serem reproduzidos, mas que tenham recebido uma compreensão maior ou menor durante a gravação. Seja como for, procura-se, em seu projeto, *criar* algo mais realista, mais dinâmico que a simples reprodução do programa comprimido.

Com essa criação artificial aparecem os problemas, tais como a variação da intensidade do som de um violino ao aparecer um contrabaixo na mesma gravação. Para remediar, mil recursos lógicos são usados, e um deles é a expansão de cada faixa de freqüências em separado, como o faz o aparelho maior, em baixo, na figura 15.

Os expansores produzem um nível de saída proporcional ao sinal de entrada que, a partir de um certo nível ou "limiar" *(threshold)* ajustável, começa a se tornar não linear, isto é, para um dado incremento no nível de entrada, a saída produz um incremento maior ainda ainda, numa proporção escolhida por outro ajuste, ou "expansão". Os compressores, que servem normalmente para gravar sinais de excessiva dinâmica fazem o serviço oposto. A partir de um certo nível, para um dado incremento na amplitude do sinal de entrada, haverá incrementos menores no sinal de saída, que se dirá, então, "comprimido", na razão dada pelo controle de "compressão". Com freqüência, um mesmo controle serve para, girado para um lado (esquerdo no aparelho do alto da figura 15), produzir taxas cada vez maiores de compressão. Na posição central, não há nem compressão, nem expansão, sendo a amplificação linear e a saída igual a entrada. Girado para o outro lado, o controle traz a expansão. Teste de sonolência: diga, sem olhar, para que lado o controle do dbx expande? (Hê!... Hê!..., Hê!...)

Existem outros aparelhos expansores e compressores, tais como o "Gain-Brain", de alta qualidade, bem como diversas maneiras de se realizar circuitos para esse fim, sejam com o uso de circuitos integrados, fotocélulas, FETs, seja com o uso de simples transistores.

Em todos eles é extremamente importante o tempo de atuação *(attack)* e de desligamento do sistema de controle dinâmico *(release).* Aparelhos sofisticados, como o "CADAC A 505" controlam todos os parâmetros possíveis da compressão e da expansão.

Cadac (London) Ltd.
141 Lower Luton Road,
Harpenden, Herts, AL5 5EL.
Phone Harpenden (055827)64351.
Telex 826323

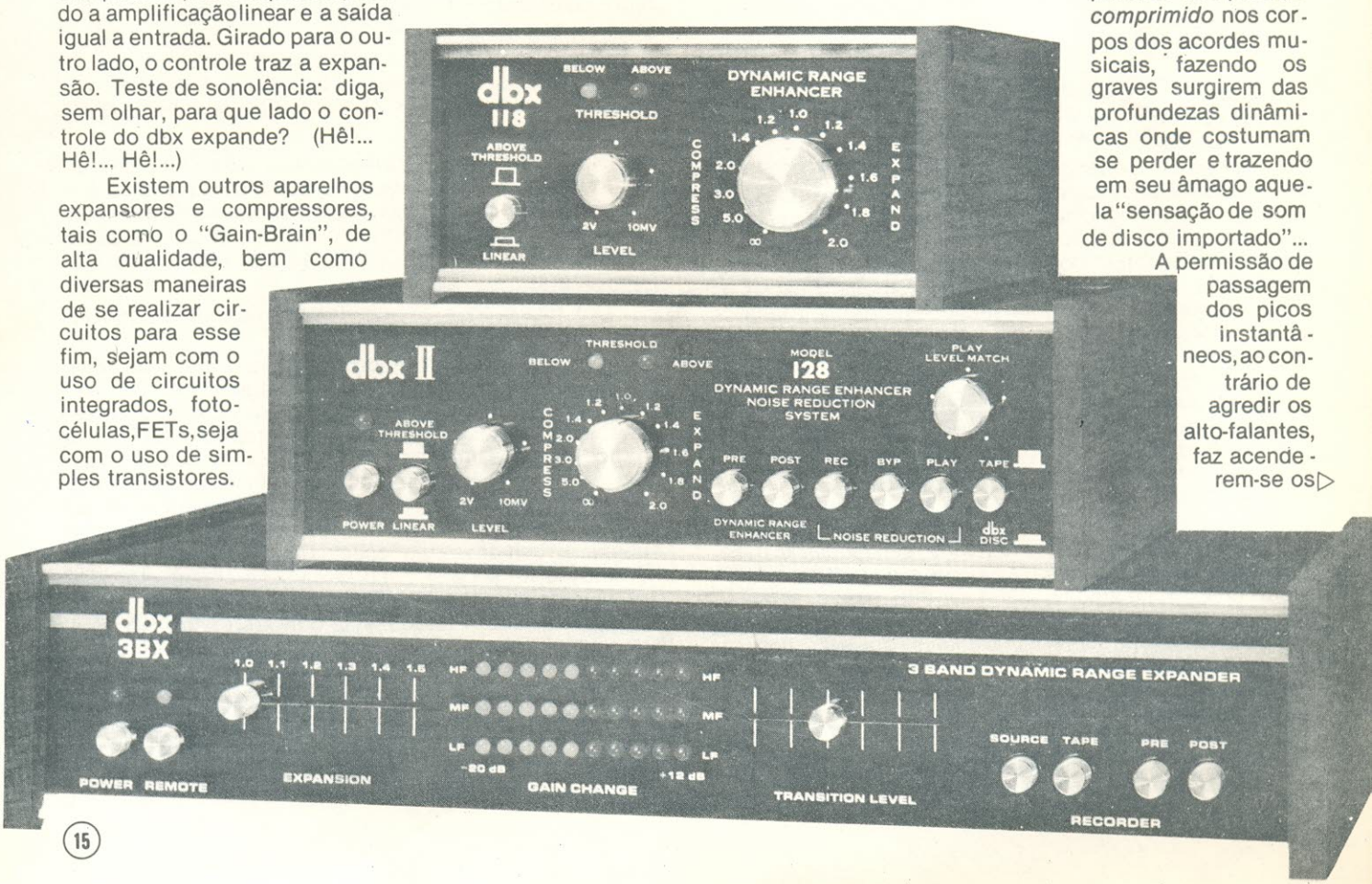
Quando um compressor é levado a uma taxa tão alta de compressão, a partir de um certo limite *(threshold),* que, para qualquer sinal de entrada, a saída será de amplitude constante, dizemos que está em "compressão infinita", ou limitando o sinal. É o "limitador" e serve para vários fins, entre eles, o de proteger alto-falantes, cornetas, etc., contra picos excessivos de potência.

Com o uso inteligente do *limitador,* ajustando o controle de "attack", consegue-se ótimos efeitos de *expansão* (!)

Em minhas mesas de som, e mesmo em equipamento residencial, instalo o limitador, com o principal objetivo de proteger alto-falantes. Coloco opção, no entanto, para que possam ter seu tempo de ataque *retardado,* de maneira a deixarem passar os picos instantâneos, mas limitarem apenas o nível *médio* do sinal a uma potência aceitável. Isto lhes permite uma *clareza* nos picos musicais maior que a obtida com expansores convencionais, pois o estado de repouso dos limitadores é de máximo ganho e os picos rápidos *passam,* por mais breves que sejam, enquanto o estado de repouso dos expansores é de ganho mínimo e sempre há um certo retardo em sua ação quando expande os picos.

Isto resulta em perda do "impacto" desses picos, se o retardo for excessivo. O bom uso do *limitador* pode transformar uma reprodução medíocre, ou mesmo todo um *show* sonorizado ao vivo, em um espetáculo dinâmico *expandido* nos picos, e *comprimido* nos corpos dos acordes musicais, fazendo os graves surgirem das profundezas dinâmicas onde costumam se perder e trazendo em seu âmago aquela "sensação de som de disco importado"...

A permissão de passagem dos picos instantâneos, ao contrário de agredir os alto-falantes, faz acender-se os▷



LEDs dos VU Meters com LEDs que coloco às saídas das mesas que construo, avisando o operador para que evite um nível RMS de sinal de programa muito elevado, o que pode acontecer quando limitadores são usados com ataque muito rápido. Dois coelhos numa cajadada só!

Outros aparelhos que se utilizam de circuitos de expansão, compressão e lógicos para a alta fidelidade e criatividade, são os sistemas "Dolby" e "Kepex", sendo o primeiro somente possível de ser bem utilizado em duas etapas, isto é, uma na gravação, que codifica a informação com a modificação da dinâmica dos sons agudos em relaçaõ ao ruído, e outra que restaura a dinâmica original durante a reprodução. Existem transmissões em FM com processo Dolby codificado e aparelhos residenciais com sistemas Dolby de recuperação (Marantz, por exemplo).
Dolby Laboratories, Inc.
731 Sansome Street, San Francisco CA 94111
Tel (415) 382 0300, Telex 34409, Cables Dolbylabs. USA

O "Kepex", serve como uma chave eletrônica, que mantém linear a reprodução *acima* de certo nível mínimo, pouco maior que o ruído de fundo, expandindo, isto é, reduzindo, o nível do sinal abaixo desse limiar. É mais útil em gravações e usado um em cada canal dos sistemas multipistas. Pode, no entanto, fazer muito pela eliminação do chiado nas passagens mais fracas de reprodução sonora e nos períodos de pausa. É um tipo especial de expansor, pois, também um redutor de ruído.

REDUTORES DE RUÍDO

Outros redutores de ruído existem utilizando diversos sistemas de seleção lógica do sinal, como por exemplo, o aparelho da Burwen Research, "Transient Noise Eliminator", mod "TNE 7000", cujo teste aparece num artigo de Julina Hirsch, na revista Popular Electronics de novembro de 1978. Neste artigo aparecem outros aparelhos, o SAE, por exemplo, que encontram aplicação em sistemas de reprodução residenciais.

OUTROS SISTEMAS DE "ALTA CRIATIVIDADE"

Os sistemas quadrafônicos de reprodução são também bastante difundidos, e sua descrição técnica exige um artigo a parte para ser completa.

Baseiam-se, quando não se trata de reprodução "discreta", com quatro canais completamente separados, em processo de escolha "lógica" de envio do sinal sonoro a quatro diferentes canais, com amplificadores e caixas de som independentes. Costumam em geral ficar meio "loucos" quando se trata de reproduzir o som nas 4 caixas simultaneamente e em outras situações em que a falta de dados para a escolha lógica se torne patente, pois trata-se de algo como "resolver equações com excessivo nº de incógnitas" como dizem os artigos críticos a respeito. Não sou particularmente atraído pelos sistemas, a não ser pelo discreto, mas creio valer mais a pena aguardar novos processos de gravação e reprodução multipistas antes de investir em vários possíveis (e não compatíveis) sistemas quadrafônicos "indiscretos"..

Quarenta séculos...,isto é,quarenta páginas já manuscritas começam a por a prova minha resistência! É trabalho que me propus para um só alento e sinto-o aproximar-se do final. Muito ainda poderia ser dito, não só sobre os ítens já expostos, como sobre toca-discos, braços, cápsulas, fones, sintonizadores, gravadores, gravação caseira, mesas de som, microfones, acessórios, etc.

São dez horas da noite, e Kway Chang Kaine, na TV, está num de seus confrontos com a civilização Ocidental... Que diria ele da enorme complexidade dos sistemas de reprodução sonora de hoje? Julgaria haver uma evolução?

Modestamente, penso que, para um místico completo, eles não fariam diferença alguma. Mas, qual de nós o é por completo? É para nós, incompletos, que melhores meios de comunicação servem no auxílio de maior relacionamento entre maior número de pessoas. Neste sentido, julgo muito válido o esforço tecnológico, e prefiro mesmo tentar abarcar numa só terceira filosofia, as duas, apenas aparentemente opostas, mas complementares a meu ver. Isto, sem dúvida, é também "alta criatividade!..."

Direi, pois, apenas um pouco, que julgo suficiente por ora, sobre os ítens acima.

TOCA-DISCOS

Existem inúmeros tipos, mesmo de alta qualidade, sendo meus preferidos da marca "Thorens", principalmente os modelos que admitem braços de outras procedências. As tabelas comparativas das revistas estrangeiras fornecem descrição dos modelos, sendo indicado procurá-las especialmente na revista Audio, norte-americana. Na marca Thorens, o "TD-126 MK II" e também o "TD 125 MK II" são os que indico para uso com braços de outras procedências.

Meu objetivo não é fazer vir água à boca de quem não possa, sem dificuldade, obter toca-discos ou qualquer tipo de equipamento, importado ou não, para chegar a bons resultados em áudio residencial. Existem, em quase todos os casos de aparelhos componentes dos sistema de áudio residencial, com esforço próprio e pondo a própria criatividade a funcionar, maneiras de melhorar o desempenho de equipamento medíocre para nível até equivalente ao das mais caras unidades importadas. Digo "quase", pois quanto aos famosos transdutores, a cápsula de *pick-up,* sua agulha e os alto-falantes, nada ou quase nada se pode fazer para melhorar o desempenho. O máximo de esforço e investimento deve ser feito nesses elos fracos do sistema para obter resultados gerais satisfatórios.

O toca-discos e seu braço, assunto desta parte do artigo é no entanto, um dos aparelhos mais fáceis de aperfeiçoar, ou mesmo construir.

Acabei de elogiar o Thorens, não? Você pode ter suposto que possuo um deles... Logo a seguir, verá referências a braços importados, também. Poderá supor que deverei ter o melhor deles...

Nada disso. Meu toca-discos é um aparelho bem antigo, de qualidade medíocre, mas que modifiquei e se tornou concorrente sério para qualquer modelo de centenas de dólares. O braço, construí eu mesmo em oito horas de trabalho, e não troco por nenhum dos importados que mencionarei.

Um toca-discos comum terá como maiores problemas:

1) transmissão de ruído do motor à base do toca-discos e, desta, ao prato, ao braço e a agulha, onde o ruído será captado e, daí, amplificado. Uma das soluções adotadas pelos fabricantes foi fazer o próprio prato ser o "motor"; é o que chamam "direct drive". Um destes aparelhos, para ser tão bom quanto os toca-discos comuns tipo "belt drive", com motor separado do prato e uma cinta de latex por transmissão, tem de ter preço bem maior. Para superar o "belt-drive" tem que custar mais caro ainda. Outra solução foi separar o motor da base comum ao prato por meio de molas, seja fixando o motor e fazendo flutuar o conjunto prato + braço, seja o inverso. Molas, coxins, etc., quando não são muito bem projetados e têm pouco isolamento mecânico, geralmente não funcionam bem.

2) a realimentação acústica, isto é, o som que retorna pelo ar, pela base do toca-discos, etc, à agulha e é reamplificado, produzindo um tom cada vez mais intenso que pode chegar a destruir um alto-falante ou, pelo menos, produzir ressonâncias desagradáveis que destroem a qualidade

da reprodução.

3) ressonâncias do braço, com efeitos semelhantes.

4) poeira que se acumula nos discos por eletricidade estática, e outros males causados por esta.

5) "wow", "flutter", etc, são hoje problemas menores, pois mesmo os toca-discos medianos tipo "belt-drive" deram conta razoável deles.

Para resolver esses problemas usando um toca-discos comum, marca "ONKYO", tipo "belt-drive", de custo médio, fiz o seguinte.

Em pouco menos de uma hora, retirei o braço original e todo o sistema de retorno automático e me desfiz deles. O que meu toca-discos fizesse teria de fazer direito.

Em mais uma hora e pouco, com todo o cuidado, risquei e serrei a base, de chapa de ferro, estampada, usando uma serrinha de aço rápido sem o arco, acionada pela própria mão, separando a base em duas partes. À maior fixava-se o eixo suporte do prato sem alterações e seria fixado o eixo suporte do braço, que construi depois, pelo simplíssimo sistema "unipivot".

À menor fixava-se apenas o motor.

Parafusei quatro parafusos auto-atarraxantes, diretamente à madeira do toca-discos, para servirem de apoio e distanciadores à base menor. Não usei qualquer sistema de molas ou suspensão amortecedora aqui — a base ficaria apoiada fixamente à caixa de madeira, o que não daria problemas sérios com ressonância, etc., e resolveria a questão do equilíbrio dessa base.

A base menor, com o motor, coloquei flutuando, apoiada nas mesmas molas que suportavam a base toda antes do corte.

Ligando então a cinta de latex entre o eixo do motor e o prato, testei o sistema que, após pequenos ajustes nos parafusos e nas molas, funcionou maravilhosamente, sem qualquer transmissão de ruído do motor em sua base flutuante para o prato e o futuro braço, como constatei mais tarde. A cinta e as molas eram os únicos contatos entre as duas peças do sistema e não transmitiam qualquer vibração detectável. Com isto, passei a ter um excelente toca-discos brasileiro!... Poderia ter feito uma nova base, ou um par de bases mais sólido, de pedra, ferro, vidro, etc. Ficaria ainda melhor. Você também pode!

O braço, construi com muito carinho e foi realmente uma experiência excitante vê-lo funcionar suave como uma pluma, orgulhosamente ostentando uma cápsula Shure V 15 TYPE III e, mais tarde, a V 15 TYPE IV, as quais só podem ser instaladas nos braços mais caros e bem projetados!

Cortei um simples tubo oco e reto de alumínio, com o diâmetro externo de 3/4", muito maior que o convencional, e parede de aproximadamente 1 mm de espessura, no comprimento de 26,5 cm. Para "aliviá-lo" e evitar ressonâncias, mantendo a grande rigidez devida ao diâmetro, fiz cuidadosamente, com furadeira manual, não eletrificada, uns duzentos furos maiores, com uns 3 mm de diâmetro e, entre eles, outros tantos menores, com aproximadamente 1 mm de diâmetro, em todo o comprimento e ao redor do tubo. Isto não demorou tanto quanto pode parecer, porém deu-me bastante prazer ao ir apreciando o belo aspecto de aparelho de precisão que a obra foi tomando. Com broca maior, canivete e lima redonda, pelo interior e pelo exterior, "rebarbei", lixando então. Ficou lindo!

A 4 cm de uma das pontas fiz uma abertura maior, com aproximadamente 1,5 cm de diâmetro, por onde entra-

▷

COMERCIAL

BEZERRA Ltda

KIT'S
NOVA ELETRÔNICA-
COMPONENTES

Linha Kenwood SSB UHF VHF
Wattimetros e Cargas Bird
Freqüencímetros YAESU
Instrumentos B & K
Antenas Hustler

MANAUS { R. Costa Azevedo, 139- Fone: 232-5363
R. Saldanha Marinho - 606- S/L loja nº 31

ria o eixo "unipivot" de apoio para o braço. Exatamente sobre ela, do lado oposto, fixei um parafuso de latão, que poderia ser comum, de ferro mesmo, em cuja ponta, chata, fiz uma reentrância puntiforme, batendo com um "punção". Nessa pequena reentrância, de menos de meio milímetro de profundidade, seria apoiado todo o braço sobre a ponta do eixo suporte cônico, ainda a ser construído. Sobre o parafuso e ao redor do braço, nessa região onde seria apoiado, moldei e colei um peso semicircular, feito de massa de "durepoxi", com centenas de pedacinhos de solda, fazendo esse peso com 1 cm aproximadamente de espessura e uns 5 cm de diâmetro. O "durepoxi" é massa para vedar encanamentos, encontrável em qualquer loja de ferragens. Não é obrigatório fazer esse peso sobre o ponto de apoio, mas para ótimo desempenho, ele ajuda a absorver ressonâncias e reduzir a distorção, sem acrescentar inércia ao braço. Não se trata, pois, do "contrapeso".

O braço estava quase pronto!

O contrapeso, fiz assim: um pequeno círculo de fita crepe com o diâmetro exato do braço, rodeado por um círculo maior de fita crepe também, serviu de molde. O círculo maior tinha 55 mm de diâmetro, e a fita crepe, 18 mm de largura. O círculo menor ficou propositadamente excêntrico, dentro do maior, aproximadamente desviado 1 cm, seu centro em relação ao do maior. Enchi o espaço entre os dois círculos com dezenas de porcas para parafusos, bem encostadas, e solidifiquei o peso com cola "Araldite Rápido", que, pela quantidade, esquentou sozinha e bastante, devido à reação.

Pintei o contrapeso de preto ao solidificar-se e ajustei-o ao braço por meio de dois parafusos 1/8" de fixação, presos a porcas coladas ao lado do contrapeso. Esses parafusos servem apenas para apertar o contrapeso ao braço na posição, e não atravessam este último.

Faltava o eixo suporte. Usei um parafuso maior, de ferro, 3/16", com comprimento aproximado de 7 cm. Serrei sua cabeça, enfiei-o no mandril de uma furadeira manual elétrica, e, com uma lima, torneei um cone pontudo numa das extremidades.

Fixei esse parafuso com porcas, ajustando a altura, na base maior do toca-discos, suporte do braço e do prato, na posição onde se tornaria o eixo de apoio para o braço. A distância entre esse eixo e o do prato fiz igual a 25,5 cm.

Coloquei sobre esse parafuso-eixo, o braço, enfiando-o pela abertura sob o peso de durepoxi e apoiando-o pela resistência do pequeno parafuso 1/8" à ponta do cone do parafuso-eixo.

Equilibrando longitudinalmente o braço por meio do contrapeso, e usando a excentricidade para "torcê-lo" em equilíbrio, era possível, batendo levemente na ponta livre do braço, vê-lo girar livremente sobre o eixo "unipivot", dando voltas e mais voltas, por longo tempo.

O braço estava pronto!

Restava instalar a cápsula e seus 4 fios que passariam pela abertura ao redor do eixo-suporte.

Não pude usar os fios originais do toca-discos — muito grossos.

Comprei em São Paulo, na rua Florêncio de Abreu, fio nº 42 AWG, esmaltado, da grossura de um fio de cabelo, e cortei 4 fios com comprimento suficiente para irem da cápsula ao interior da caixa do toca-discos e lá, soldarem-se aos dois cabos blindados de saída para o pré. Soldei os 4 terminais de contacto às pontas, previamente retirando o esmalte com lixa d'água 400. Entrelacei os 4 fios e passei por dentro do braço, soldando-os aos cabos blindados lá dentro da caixa de madeira. Usei um 5º fio também AWG 42, que conectei ao próprio alumínio do braço e às blindagens dos dois cabos, para "aterrar" o braço e evitar captação de ronco (AWG 42 é a bitola do fio; quanto maior o número, mais fino).

Os 5 fiozinhos entrelaçados não entravam em contato entre si devido ao esmalte e eram tão finos que em nada perturbavam o movimento do braço.

Instalei a cápsula, que encaixava-se perfeitamente sob pressão, sem qualquer parafuso, ao diâmetro interno do tubo, fixando-o em ângulo, como é costume fazer nas cápsulas de qualquer braço, para que estejam perfeitamente alinhadas pelo menos em duas posições, com os sulcos dos discos em sua tangência. Isto, você acertará sem auxílio de qualquer aparelho, se tiver bom "olhômetro" e bastante paciência e cuidado. Ao contrário do que pode parecer, não é crítico o ajuste se nos concentrarmos nele por um período de uns 15 minutos. Sempre fiz todos os ajustes com a agulha (caríssima) fora da cápsula.

Testei o funcionamento do toca-discos e seu novo braço e, mesmo sem os retoques posteriores, o resultado foi extremamente animador.

Mais tarde fiz, com um fio de cabelo da Ana Maria, um imã velho de captador de guitarra dos Mutantes, e uma porquinha de conector não utilizado de falante Bravox das caixas BOSE/CCDB, um sistemazinho (dispensável) de "anti-skating", para compensar a leve tendência de desvio que qualquer braço tem em direção ao centro do disco, que é tanto maior quanto maior o peso aplicado sobre a agulha, no meu caso mínimo, de uma grama. Aliás, para pesar essa grama, comprei barato um pesinho de uma grama, numa loja de balanças em São Paulo, e colei-o na ponta de uma réguinha de plástico, em cujo centro colei um eixinho feito com prego. Essa "gangorra" é minha balança de precisão! (nada de balancinhas "Shure" importadas!)

Mais tarde, também, com a massa pesada que inventei, de durepoxi com pedaços de solda, rodeei o eixo cônico suporte do braço e firmei-o mais à base, para amortecer vibrações com sua massa aumentada nesse ponto. Depois, ainda, com arame de varal, fiz 4 molas, que inseri nos pézinhos do toca-discos, para isolar todo ele do suporte (no caso, um televisor). Uma esponja de borracha e uma 5ª mola deram conta do amortecimento acústico e da diferença de distribuição de peso entre os pezinhos.

Achou difícil? — Não!!! ... Muito mais foi inventar o toca-discos e alguém inventou! Ânimo que você consegue **qualquer** coisa!

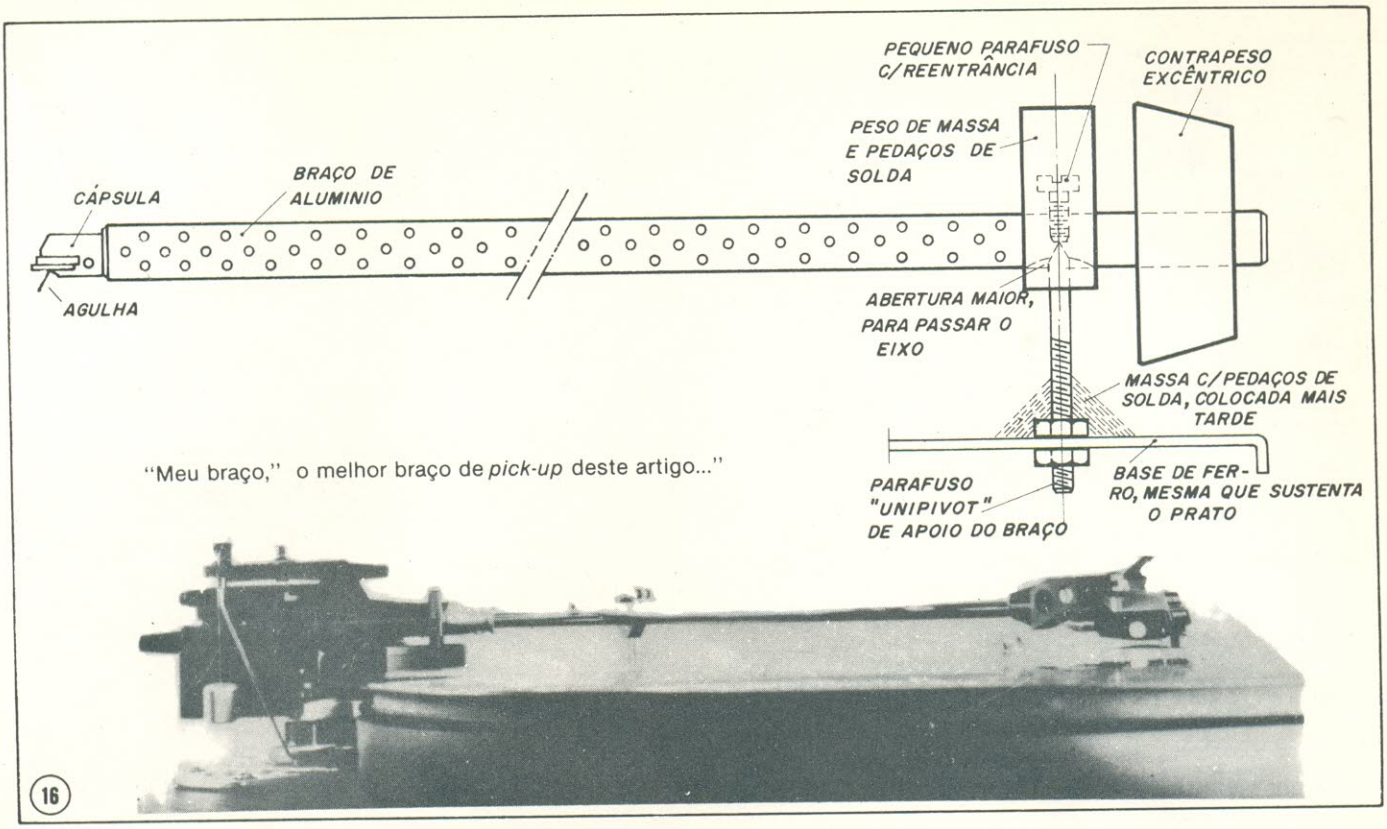
Lendo as instruções que acompanham as cápsulas V15 é mais fácil instalá-las no ângulo correto bem como compreender a ligação dos fios. Outros detalhes ficam por conta de sua própria criatividade e interesse. Afinal, este não é um artigo sobre construção de braços para toca-discos, e muito menos um manual mastigado e digerido de um *kit* da Heath!

Com as modificações adotadas, resolvi os problemas número 1, 2 e 3. Quanto à eletricidade estática, a Shure está de parabéns! A V15 TYPE IV dá conta dela **mesmo**. Os discos saem mais limpos do que entraram no toca-discos! A cápsula mesmo, portanto, acabou com o problema número 4. Os números 5" nem chegaram a ser notados; a rotação do motor, o "belt-drive", o eixo do prato e o equilíbrio e massa deste último eram suficientemente bons para dar conta.

Acabei por possuir, ao final, um execelente toca-discos e um excelentíssimo braço brasileiros, sem muita despesa, que reservei para a cápsula! Hoje, ouço músicas com eles e sinto, com a música, o tempero egoísta do orgulho criador, mixto com o reconhecimento ao cósmico pelas bençãos de tais concessões! Como acabei ganhando o V-15 IV de Ana Maria, como presente de Natal, todo o capital economizado virou presente meu para ela! Não valeu a pena, afinal?! Em todos os sentidos!

BRAÇOS

Após tantos dados a respeito de toca-discos e suas



"Meu braço," o melhor braço de *pick-up* deste artigo...

modificações, cabe repetir: este artigo não se destina tanto àqueles que pretendem adquirir ou instalar equipamento "enlatado"; este pode ser comprado "nas boas casas do ramo..."

Sobre os braços, já descrevi a construção de um dos melhores modelos existentes no mundo (figura 16) e que você **não** pode adquirir (mas **pode** fazer!), cabe apresentar os modelos equivalentes importados, que só o superam em serem amortecidos por silicone, coisa não muito importante se você usar a V15 IV que vem com seu próprio amortecedor. Você poderá, mesmo assim, como eu mesmo o farei em breve, criar um sistema de amortecimento para seu braço, estudando o SME 3009 série III ou o Fórmula IV, que passo a apresentar, ficando então pronto para qualquer parada!

Fórmula IV — Suspensão unipivot
Mayware Ltda (Dept HFN9), 15 Heather Walk, Edgware Middlesex, HA 8 9TS — England

SME 3009 Séries III (ver figura 16-A), distribuído nos Estados Unidos por Shure Brothers Incorporated, 222 Hartrey Avenue, Evanston, Illinois 60204 — USA, ou diretamente na Inglaterra:
SME Limited — Steynuig — Sussex BN4364 — England

Existem outros braços e toca-discos de qualidade; sistemas completamente diferentes, com a cápsula e o braço correndo paralelamente à tangente dos sulcos, como certos modelos da Bang & Olufsen, por exemplo. Há toca-discos caríssimos, ultrasofisticados, japoneses, suiços, etc., automatizados ao extremo, mas nenhum deles fará sombra aos modelos descritos anteriormente.

Sistemas de gravação e reprodução digitais; reprodução com captação por LASER, etc., começam a ser lançados e estes são mais motivos para evitar grandes despesas com "maravilhas" que brevemente serão superadas.

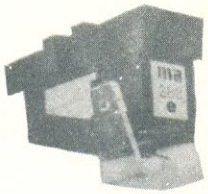
Passemos às cápsulas, pois, um elo fraco... um transdutor!

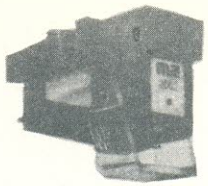
CÁPSULAS E ACESSÓRIOS

Como no caso dos toca-discos, marcas e modelos existem aos montes.

Passando pelas Pickering e Sonus, bem como pelos modelos especialíssimos feitos sob encomenda, cabe manter os pés no chão e focalizar dois modelos, de duas marcas e concepções diferentes. Um deles é a já mencionada "Shure V15 IV". O outro é a "Micro Acoustics 2002 E".
Micro Acoustics Corporation, 8 Westchester Plaza, Elmsford, NY 10523, USA. (914) 592-7627

Sobre a V15 TYPE IV, temos ênfase na "trackability"; ela consegue reproduzir mesmo as passagens de nível mais alto, gravadas muitas vezes com velocidade de corte exagerada, sem produzir aquele "som de lixa" característico das cápsulas inferiores quando em dificuldades em trilhar o sulco do disco. A pedido, para os possuidores da V15 TYPE IV, a fábrica envia um disco de demonstração e teste especial. Outra vantagem nesta cápsula é a escovinha com pelos de fibra de carbono, condutores de eletricidade, que tem múltiplas funções, todas importantes e com resultados práticos muito evidentes. Ela retira a poeira depositada nos sulcos dos discos, adiante da agulha, e para isso, além de arrastar essa poeira mecanicamente, neutraliza a carga estática que a faz aderir ao disco, carga essa que traz outros problemas sérios por si só, tais como atrair a própria cápsula, variando a pressão sobre a agulha e produzir micro-faíscas que são amplificadas como estalidos. Ainda mais, a escovinha tem seus mancais amortecidos com silicone, o que auxilia o amortecimento dos graves, que saem mais secos e claros, e protege a agulha contra quedas mais violentas do braço sobre o disco. Tudo isso somado a outras características, tais como resposta plana abaixo e acima do audível, as frequências, agulha com novo formato, etc., etc., etc., faz a V15 TYPE IV talvez a me- ▷





Especificações	2002-e	282-e
Configuração da Agulha (substituível pelo usuário)	0,0002 x 0,0007 diamante elíptica *cantilever* de berílio	0,0002 x 0,007 diamante elíptica
Resposta em Frequência	5 Hz a 20 kHz ± 1,5 dB	5 Hz a 20 kHz ± 2 dB
Faixa da Força de Rastreio	0,7 a 1,4 gramas	0,75 a 1,5 gramas
Peso da Cápsula	4 gramas	5,2 gramas
Separação de Canal	Nominalmente 30 dB a 1 kHz 15 dB a 10 kHz	Nominalmente 25 dB a 1 kHz 15 dB a 10 kHz
Tensão de Saída	3,5 mV cada canal a 5 cm/s de velocidade pico de gravação	3,5 mV cada canal a 5 cm/s de velocidade pico de gravação
Exigências de Carga	10 a 100 k (não crítica)	10 k a 100 k (não crítica)
Capacidade do Cabo	*100 pF a 1500 pF (não crítica)*	100 pF a 1500 pF (não crítica)

(17)

lhor cápsula existente, para quem se preocupa mais com o resultado prático sonoro que com variáveis anexas.

Quanto a Micro Acoustics 2002-E, tem características de resposta, separação de canais, etc., iguais ou superiores às da V15, e acrescenta a utilização de tipo diferente de transdutor, que dá ênfase a boa resposta a **transientes**, com a consequente definição das notas musicais, na passagem de uma para outra. Vale a pena conhecer mais a seu respeito; a fábrica enviará os dados; você encontrará muitos deles também no número de setembro de 77 da revista Áudio.

Para as cápsulas que não possuem amortecedores/limpadores, como a V15 TYPE IV, um acessório que inventei e usei antes de ver aparecer no mercado um modelo semelhante, numa dessas estranhas "coincidências" que perseguem aqueles que se dedicam a criatividade em qualquer campo, e muito útil; trata-se do "disctracker", da
Discwasher, Inc
1407 N Providence Rd
Columbia, Missouri 65201
USA.

Aparece também na figura 17.

FONES

Como sempre, milhões de modelos, e as mesmas observações sobre os objetos deste artigo, que fiz nos ítens anteriores. Peço extrema atenção, passando pelos famosos "Koss", aos seguintes (ver a figura 18).

Caro, mas excelente, talvez o melhor existente (150 libras) é o "STAX SRD — 6" — Eletrostático.

HD 424 X, Sennheiser, dinâmico, custa mais barato em relação ao desempenho, muito bom.

E **atenção** "LEAK 3001"
M.R. & Electrical,
10 HIGH ROAD
London N15 01.802 54 52 — Great Britain.

Este último é um fone construído a partir de **novo sistema transdutor de som**, que possivelmente invadirá o mercado dos alto-falantes, e seu desempenho é dos melhores, em relação ao preço, chegando a ser comparável fortemente ao STAX SRD-6 eletrostático e superar muitos fones eletrostáticos tidos como excelentes.

Cabe um parênteses a respeito de fones de ouvido. Como as gravações estereofônicas são muitas vezes feitas para serem reproduzidas por caixas acústicas e levando em consideração que ouvimos o som de cada uma dessas caixas com **ambos** os ouvidos, enquanto que usando fones, ouvimos o canal direito **apenas** com o ouvido direito e o esquerdo apenas com o ouvido esquerdo, parte da informação é perdida na audição por meio de fones. Existem no mercado, fones acoplados a um "delayer" eletrônico, que produz um retardo equivalente ao produzido pela distância entre os dois ouvidos e mistura o sinal direto do ouvido esquerdo com o sinal retardado vindo do canal direito, enviando a combinação para o ouvido esquerdo e vice-versa em relação ao ouvido direito, recriando o efeito perdido. A Jensen produz um desses modelos, não muito utilizado, creio que por ser uma daquelas combinações que impossibilita a **escolha** do fone e do *delayer* em separado. O ideal, pois, é ficar com os fones normais, escolhidos em função de seus próprios méritos e acrescentar se necessário, o *delayer*.

Outros t ipos de gravação existem, especiais para audição em fones, mas não é o caso da maioria das que se encontram no mercado e que escolhemos principalmente pelo conteúdo artístico (ou deveríamos) rezando para que o técnico o acompanhe.

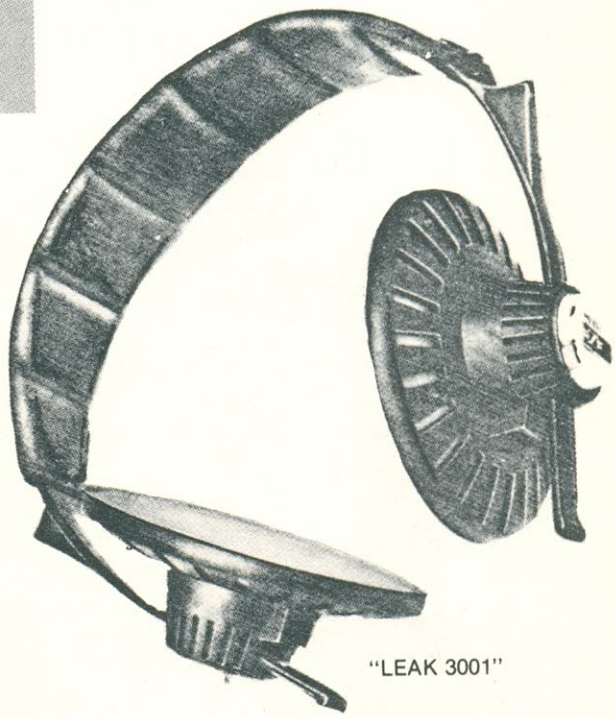
Sobre fones, por ora, é o suficiente, não sou muito amigo deles...

SINTONIZADORES (FM-AM)

Você poderia começar com algo apenas satisfatório (um "CCE TC 450", por exemplo!), levando em consideração que as transmissões em FM não tem mesmo muita qualidade e serem os sintonizadores nacionais bastante razoáveis por esse motivo, principalmente para quem não liga muito para lâmpadas de painel queimadas e pode es-

"STAX SRD-6"

"Sennheiser HD 424X



"LEAK 3001"

crever a lápis o número das estações no painel quando elas se acabam...

Se for, mesmo assim, exigente, existe uma infinidade de modelos no mercado exterior; entre eles cabe notar o Nakamichi 630 FM Tuner Preamplifier (figura 19). Como pode ver, não me estendo muito sobre os aparelhos que não incluem o fator "criatividade", mas meramente reproduzem, captam e amplificam. Não é o objetivo deste artigo.

Amplificadores existem bons, mesmo nacionais. Idem pré-amplificadores. Os mais exigentes poderão procurar nas tabelas indicadas na revista Audio ou em qualquer publicação similar norte-americana ou inglesa, à venda nas livrarias e bancas especializadas daqui. Na escolha, cuidado deve ser tomado principalmente com os níveis de sinal e "headroom" nos prés para *pick-ups* magnéticos. Vale a pena fazer medições na saída da cápsula e do pré, mantendo 18 dB de folga entre o nível médio de sinal e o máximo possível ao pré (ceifamento). Se necessário, **atenue** a sensibilidade de entrada desse pré. Use disco de teste, que poderá encontrar nas casas mais conceituadas em venda de discos.

Crowns, BGWs, JBLs, todos eles e muitos outros mais prés e amplificadores servirão perfeitamente. Inclusive Gradientes, Polivox, etc. Cuidado apenas, principalmente quanto aos importados e nacionais de potência exagerada alta, com surtos de tensão na rede. Geralmente os transistores não aguentam e lá se vão os amplificadores e às vezes alto-falantes... Este é um ponto em que faço questão de aprimorar ao máximo meus projetos de amplificadores. Meus amplificadores NÃO PIFAM!

Desaconselho os modelos excessivamente caros e com dados sobre distorção, etc., muito pomposos. Pré-amplificadores para P.U. magnético tem tido bons circuitos publicados. No livro National Audio Handbook, editado pela Editele (NE), por exemplo, há um ótimo. Eu utilizo um outro circuito, com outro integrado e um booster de 600 ohms na saída, que projetei e poderá vir a ser publicado pela NE. **Vale** a pena dar atenção a estes pré-amplificadores chegando a montar o seu próprio.

Gravadores, mesas de som, gravação caseira de TV amplificado, todos estes são ítens para artigos exclusivos.

Variadíssimos modelos podem ser comparados e escolhidos nas revistas mencionadas.

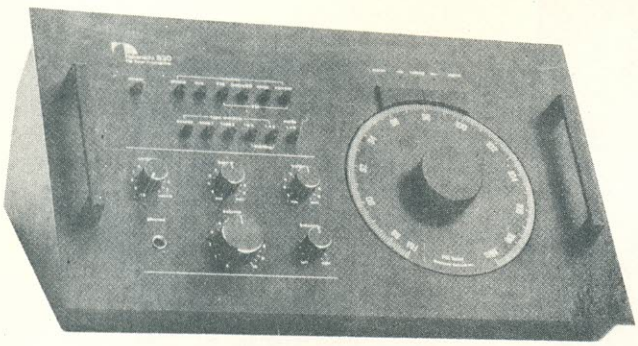
Peço atenção para uma das marcas de gravadores em ascensão, de características profissionais em qualidade e a preços acessíveis. É a "OTARI", com seu distribuidor na Iglaterra:
CE Hammond Et Company Limited
105 109 Oster Lane Byfleet
Surrey KT 14 7LA
England

Por coincidência, é da mesma fábrica "ONKYO" do toca-discos que modifiquei e uso em casa...

Ampex, Gauss, Scully, Studer, Revox, Tascam, etc., etc., tem é claro, seu devido lugar para quem os pode adquirir. Nem vale a pena falar nos preços, que sobem a dezenas de milhares de dólares nos primeiros casos acima e, portanto, fogem aos objetivos do artigo. Em tempo: pesarosamente, meu sistema de gravação em barbante para pacotes não deu resultados comparáveis aos dos gravadores acima... Dessa forma, não tenho solução criativa no momento para o caso dos gravadores.

MESAS DE SOM

Tenho construído artesanalmente (agora falo sério!) mesas de som que procuro fazer excelentes, sob encomenda, para sonorização de grandes ambientes e gravação profissional. Orgulho-me também delas, pois superam de muito longe as belíssimas mesas "profissionais" nacio- ▷



Pré-amplificador/Sintonizador FM Nakamichi Modelo 630

ESPECIFICAÇÕES

Seção do Sintonizador

Sensibilidade Utilizável: Mono, 2,5 µV (13 dbf); 25 µV (33 dBf).
Silenciamento a 50 dB: Mono, 5 µV (19 dBf); Estéreo, 50 µV (39 dBf).
Sinal/Ruído: Mono, melhor que 70 dB, melhor que 75 dB W/Dolby; Estéreo, melhor que 68 dB, melhor que 73 dB W/Dolby.
Seletividade: Larga, 40 dB; Estreita, 80 dB.
THD (Distorção Harmônica Total) — 1 kHz: Larga, 0,05 por cento mono, 0,08 por cento estéreo; Estreita 0,15 por cento mono, 0,5 por cento estéreo.

Resposta em Frequência: 50 Hz a 15 kHz, + 0, — 1,5 dB.
Relação de Captura: Larga, 1,0 dB.
Rejeição de Imagem: 100 dB.
Rejeição de FI: 100 dB.
Rejeição Espúrea: 100 dB.
Supressão AM: 60 dB.
Supressão SCA: 75 dB.
Filtro MPX: — 70 dB, 19 kHz.
Separação Estéreo: Larga, 50 dB — 1 kHz, 35 dB — 10 kHz; Estreita, 30 dB — 1 kHz, 30 dB — 10 kHz.
Saída do Sintonizador: 290 mV, 50% de modulação.

Seção do Pré-amplificador

Saída Calculada: 1,0 V (0,2 V — Saída Rec., 40 mW/8 ohms — Saída para fone de ouvido).
Saída máxima em ceifamento: 5 V (4 V — Saída Rec., 300 mW — Saída para fone de ouvido).
Sensibilidade de Entrada: Phono, 1,0 — 2,0 — ou 5,0 mV (selecionável); Nível Alto, 100 mV.
Resposta em Frequência: Phono, RIAA — 0,3 dB; Nível Alto, 20 Hz a 50 kHz, + 0, — 1,5 dB.
Sinal/Ruído (IHF "A"): Phono, 80 dB re 1 mV de entrada; Nível Alto, 102 dB.
THD: menor que 0,003 por cento.
Faixa de Controle de Tonalidade: ± 9 dB — 20 Hz e 20 kHz.

Especificações Gerais

Dimensões: 16" (40,6 cm) largura x 6 11/16" (17 cm) altura x 9 5/16" (23,6 cm) profundidade.
Peso: 15 ½ libras (7 kg).

nais produzidas em série com todo tipo de efeitos visuais e muito pouca coisa por dentro. Lamentavelmente, mesmo mesas estrangeiras, inglesas até, tem muito mais aplicação no projeto de seus esteriores que no de seus circuitos eletrônicos, por parte das fábricas. Há algumas, no entanto, mas que custam de 50.000 dólares para cima, que são um deleite para os olhos do ouvido... O mercado nacional não comporta, a meu ver, grandes perspectivas, pois há muito mais interesse hoje em dia entre compradores de equipamento dos estúdios profissionais em fazer viagens pelo exterior para comprar equipamento que em fuçar entre os possíveis produtores nacionais com *know-how*, encomendando e incentivando algo que lhes custaria cinco vezes menos. Para pequenos misturadores residenciais, de **boa** qualidade, seriam, no entanto, perfeitamente admissíveis esforços na produção em série. Há mercado. (Eu disse: de boa qualidade!... Nada de copiar coisinhas baratas importadas e cheias de luzinhas...)

CONCLUSÃO

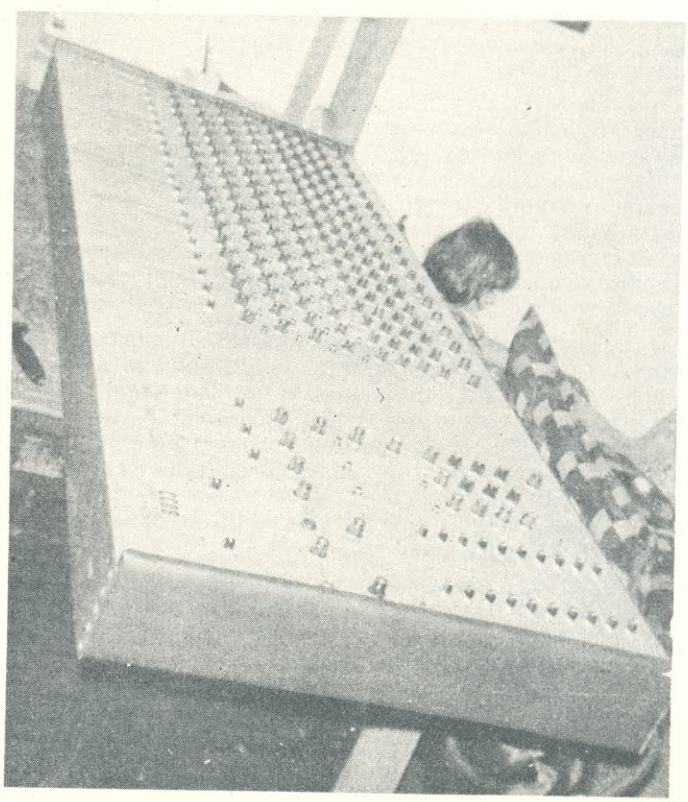
Fizemos uma volta, a princípio detalhada, pelos vários pontos de interesse para a sonorização de ambientes residenciais no Brasil, em 1980. Fiz questão de não descer a detalhes sobre como conectar entre si os diversos aparelhos, como montar um *plug*, etc., pois o artigo foi dirigido a quem já tenha algum conhecimento a respeito ou saiba onde buscá-lo. Procurei ativar o interesse pelos pontos que julgo importantes, sem explicar os detalhes práticos de como fazer uma instalação propriamente dita, que tomariam espaço para todo um curso, com dez artigos deste. Muitos, senão todos os dados fornecidos em meu artigo "Sonorização de Grandes Ambientes", são válidos e aplicáveis a equipamento residencial, mas apenas os pertinentes ao assunto central, e na devida proporção "quantidade de informação/importância do ítem", daí a exclusão de novos processos de gravação, reprodução, etc., e a atenção dada aos pontos onde grandes resultados se obtenham com aproveitamento de fatores já existentes e ataque aos pontos-chave dos sistemas, onde este ataque **possa** ser feito **pelo próprio leitor**.

Um enfoque multidimensional, filosófico, místico até, foi dado ao conjunto.

Espero ter atingido o objetivo apresentado adiante do "Por que?" inicial:

"— **Um!**" □

Mesa de som construída pelo autor para a "Banda Black Rio", com entradas balanceadas eletronicamente, equalizadore gráficos e paramétricos, divisores eletrônicos, *boosters*, VU meters, etc., etc.,



EM PAUTA...

Discosimphony — Walter Murphy

RCA

A melhor coisa que poderíamos dizer deste disco é que ele proporciona uma forma divertida de se conhecer e aprender a gostar de música clássica. Naturalmente, não é recomendável aos puristas do gênero erudito, pois em certas passagens mal se reconhece a composição original. O objetivo dele, na verdade, é fazer dançar.

Mas o Walter leva seu trabalho, que é o de interpretar música clássica em ritmo discoteque, muito a sério, pois ele dispõe de uma orquestra de 90 componentes, tocando quase todos os instrumentos convencionais de uma verdadeira orquestra, além daqueles indispensáveis ao som "disco", como guitarras elétricas e sintetizador.

O repertório foi bem escolhido: *Romeu e Julieta,* de Tchaikovsky; *Malagueña,* de Lecuona; *Sinfonia n.º 40,* de Mozart; *Sinfonia n.º 3,* de Brahms; *Crepúsculo de um Fauno,* de Debussy; e o incrível *Bolero,* de Ravel.

Assim Seja — Wagner Tiso

Odeon

Chega ao segundo LP o inspirado arranjador de tantos trabalhos do grupo mineiro e também de outros grandes cantores, como Fafá de Belém, Macalé e Gal Costa. É um disco quase que exclusivamente instrumental, que Wagner parece procurar compensar com uma profusão de instrumentos, em todas as faixas. Se isso, por um lado, "preenche" a música e a torna rica, pelo outro chega a prejudicar sua execução, em certos pontos, pelo acúmulo de sons.

Mas o disco está muito bem feito, como era de se esperar, com várias composições de autoria do próprio Wagner, uma parceria sua com Beto Guedes, uma outra com Milton e Fernando Brant, além de *Bela Bela,* do Milton e Ferreira Gullar. Por uma feliz coincidência, a mais bela faixa do LP é a única em que Milton Nascimento comparece cantando: *Joga na Bandeira,* que Wagner Tiso foi buscar no folclore do sul de Minas.

Boca Livre

Gravação Independente

Se as vozes do Boca Livre se parecem nos agudos, o conjunto sabe aproveitar essa característica a seu favor, criando bons efeitos nos arranjos. Falando em arranjos, eles tendem a se repetir, faltando maior diversidade, já que o estilo das músicas se assemelha muito.

E essa semelhança deve-se à triagem de músicas de um mesmo grupo de compositores, cujos nomes vem constantemente ligados ao de Milton Nascimento e ao de Minas Gerais, como Fernando Brant, Nelson Ângelo, Toninho Horta. Por outro lado, aí está a certeza de qualidade, garantida pela participação de músicos como DAnilo Caymmi, Paulo Jobim, Toninho Horta, entre outros.

O Boca Livre trabalha por sua conta e risco, gravando um LP independente, que vem obtendo boa divulgação. As músicas já são conhecidas:

Lado A
1. *Quem tem a Viola*
2. *Toada* (estas são as mais divulgadas)
3. *Mistérios*
4. *Boi*
5. *Diana*

Lado B
1. *Ponta de Areia* (cantada com perfeição, à "capela")
2. *Feito Mistério*
3. *Pedra da Lua*
4. *Barcarola do São Francisco*
5. *Minha Terra*

Um trabalho muito bom.

Sertanejo com Amor — Grupo Matita Perê

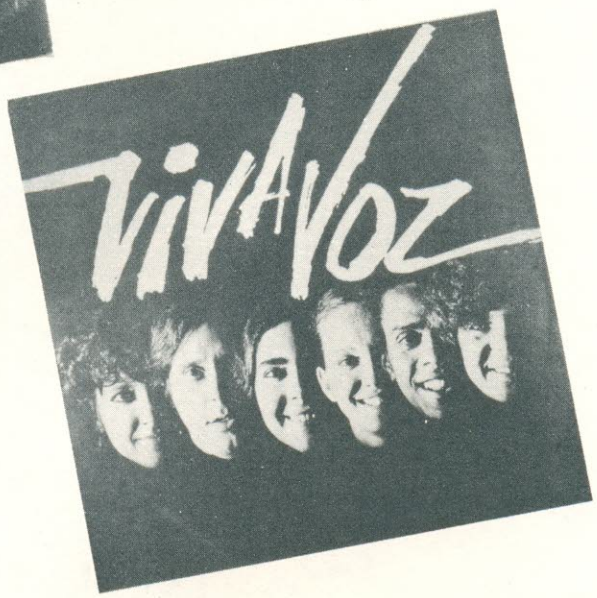
Som Livre

Música caipira também é Brasil, o que obviamente não quer dizer que a música de Sérgio Reis (a falsa) ou de Leo Canhoto e Robertinho (a verdadeira comercial) ou de qualquer outro conjunto sertanejo deva ser ouvida meia hora todo dia.

Se você é um purista da música sertaneja, não compre este disco. Mas, se você gosta "de ouvido", está aqui uma coisinha gostosa de ouvir.

O grupo Matita Perê (que não existe — é uma conjunção de cantores que se unem e gravam determinadas seleções de músicas em um estilo escolhido e junto com o estilo, trocam de nome) é digestivo e agradável.

Classiquinhos e classicões da música sertaneja aqui estão reunidos num conjunto bem preparado e alegre. Do repertório constam (de algumas músicas, só trechos): *Tristeza do Jeca, Sertaneja, No Rancho Fundo, Luar do Sertão, Felicidade, De papo pro á, Cabeça Inchada, Lampião de Gás, Maringá, Chuá Chuá, O Menino da Porteira, Marvada Pinga,* e outras mais (todas famosas). ▷



Simone no Canecão

Odeon

Esplêndido — o repertório, o conjunto, os arranjos e a cantora, tudo é excelente. É só ouvir.

Rise — Herb Alpert

Odeon

Herb Alpert, o russo-húngaro-americano com vocação para mexicano, andou meio sumido. Maestro e trumpetista famoso, agora longe do Tijuana Brass, seu trabalho não mudou essencialmente de linha. A música-título, *Rise,* forte e extraordinariamente rítmica, já está em nosso arquivo auditivo. As outras também são muito boas, vivas e despertantes.

Sambas de Enredo

Escolas de Samba do Grupo 1 de São Paulo

CBS

Em primeiro lugar, ao ouvir este disco, lembre-se que nem toda Escola pode ousar musicar um poema de Drummond e por a avenida a repetir "Sonho meu, eu sonhava que sonhava", como fez a Vila Isabel.

Em segundo lugar, jogue fora seus livros de História. Pronto, você já está preparado.

Os sambas, em geral, são bons. O disco foi feito com cuidado. O resultado é de boa qualidade. No entanto, falta empolgação, que é uma coisa essencial quando se trata de algo tão povo como o samba-enredo. Interpretados por apenas um solista, os sambas perdem muito do vigor dado por um coro grande e expressivo.

Viva Voz

Odeon

Desde os tempos do conjunto Farroupilha, de saudosa memória, dos Três Morais, do Trio Esperança e, mais recentemente, do Trio Ternura, que não ouvimos falar de conjuntos vocais mistos. MPB-4, Quarteto em Cy, Demônios da Garoa, Frenéticas, Boca Livre, são todos "Clubes do Bolinha" ou "Luluzinha". Não que isso diminua, em alguma coisa, o talento desses grupos; mas é que, teoricamente, o Viva Voz, composto por quatro moças e dois rapazes, deveria tirar maior proveito da possibilidade de contrapor e misturar vozes masculinas e femininas.

Neste seu primeiro LP, o conjunto consegue isso em algumas músicas, apenas, mas o resultado global é tão bom, que é preferível atribuir a pouca exploração de contracantos e segundas vozes ao pouco tempo de "janela" do grupo.

O repertório escolhido também está de primeira. Maurício Tapajós e Paulo César Pinheiro comparecem juntos em três faixas: *Tô Aqui Te Esperando, Conquistador* e *Tomara* (esta em parceria com Novelli); Milton Nascimento aparece duas vezes: na melodia de *Canção Amiga,* com poema de Carlos Drummond de Andrade e na melodia de *Bela Bela,* com poema de Ferreira Gullar; e além de *Bela Bela,* Ferreira Gullar também contribuiu com a letra de *Trenzinho Caipira,* linda composição de Villa-Lobos, muito bem interpretada pelo Viva Voz. Um último destaque também para Sérgio Ricardo, em *Tarja Cravada.*

Louça Fina — Sueli Costa

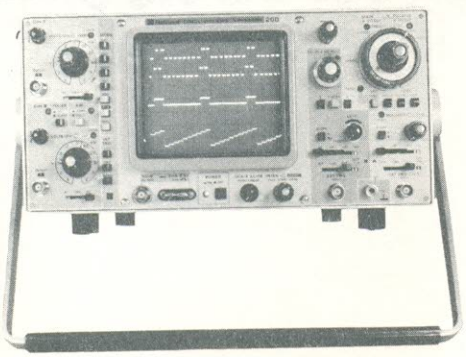
Odeon

A capa deste LP mostra, acertadamente, Sueli chorando. O disco é mesmo uma tristeza só, repleto de temores, desenganos, desencontros, fossa, enfim. Ótimo de se ouvir nos dias em que se briga com a namorada e tudo parece acabar, para nós, nesta vida.

No disco todo, apenas dois destaques: a melodia da música *Para os Meninos da Nicarágua,* de autoria da própria Sueli, e a consagrada *Jura Secreta,* parceria sua com Abel Silva. Esta última, na verdade, está melhor na voz de Simone. ○

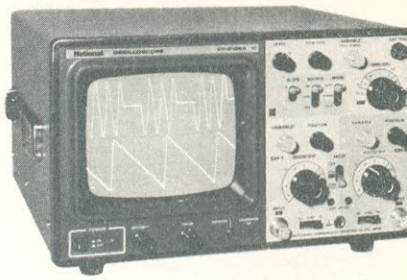
Nova Eletrônica **conversa com o leitor**, divulga as **idéias do lado de lá**, lança **kits** sensacionais, dá tanta importância à **engenharia** como ao **principiante**, tem um **suplemento BYTE** sempre atual, artigos de **áudio** muito bons e **cursos** que nem se fala. É ou não é a melhor revista de eletrônica?

Instrumentos de Medição National.
Para quem tem mania de precisão.

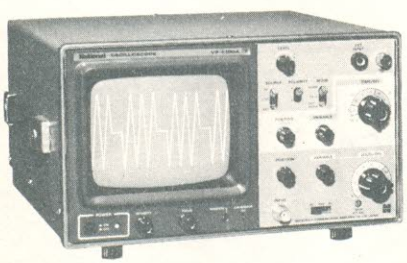


OSCILOSCÓPIO 200MHz
- Modelo VP-5520A
- Faixa de frequência de 0~200MHz
- Sensibilidade de 2mv/div.
- Auto-fix
- Display triplo traço

OSCILOSCÓPIO 30MHz
- Modelo VP-5230A
- Faixa de frequência de 0~30MHz
- Sensibilidade de 2mv/div.
- Display triplo traço

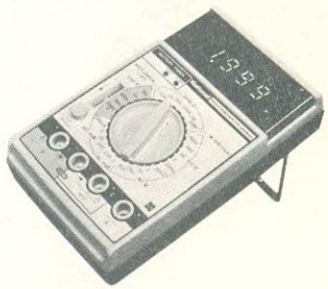


OSCILOSCÓPIO 10MHz
- Modelo VP-5102A
- Faixa de frequência de 0~10MH
- Sensibilidade de 10mv/div.
- Trigger externo
- Duplo traço



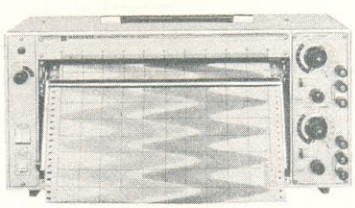
OSCILOSCÓPIO 10MHz
- Modelo VP-5100A
- Faixa de frequência de 0~10MHz
- Sensibilidade de 10mv/div.
- Traço simples

VOLTÍMETRO ELETRÔNICO
- Modelo VP-9630A
- Faixas de medidas
- Tensão AC 1MV~300V
- Decibéis -60db~+50db
- Impedância de entradas 1M0hms
- Impedância de saida 1K0hms
- Resposta de frequência 10Hz~500KHz

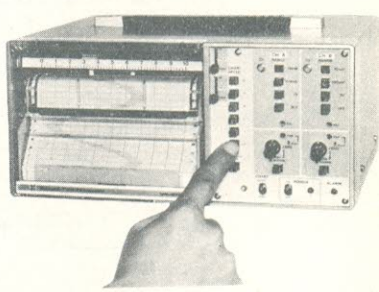


MULTÍMETRO DIGITAL
- Modelo VP-2500A
- Faixas de medidas
- Tensão DC 200Mv~1000V
- Tensão AC 200 Mv~750V
- Corrente DC 200microA~200mA
- Escala Capacitiva 2000 pF~20 micr
- Escala Ohmica 200 0hms ~20MOh

GERADOR DE ÁUDIO
- Modelo VP-7101A
- Faixa de Resposta 10Hz ~1MHz
- Impedância de saída 600 Ohms
- Tensão de saída 2.5Vrms
- Tipos de frequências: senoidal/quadrada



REGISTRADOR GRÁFICO
- Modelo VP-6232A
- Duas penas, Red/blue
- Sensibilidade 1Mv~100Mv
- Velocidade gráfica 1cm/min. 30cm/min.
- Acessórios



MINI REGISTRADOR GRÁFICO
- Modelo VP-6723A
- Alimentação AC/DC/Versão bateria
- Impedância de entrada 1MOhms
- Sensibilidade 10Mv~10V
- Velocidade gráfica 0,5cm/hora 16 cm/

DOGMA

National
National do Brasil Ltda.

Garantia Integral 1 ANO

MATRIZ: Av. Ermano Marchetti, 780 - Lapa - SP - Tel.: 831-1177 (PABX).

FILIAIS: Rio de Janeiro - Tels.: 273-6544 - 273-6849 - 273-6894 • Porto Alegre - Tel.: 42-9411 • Recife - Tels.: 221-4025 - 221-4024 - 221-3798 • Belo Horizonte - Tel.: 226-0240
REPRESENTANTES: Salvador: LOCATEVÊ - Tel.: 244-7046 • Brasília: TELESERVICE - Tels.: 226-0133 - 226-3603 - 226-2223

Assine NOVA ELETRÔNICA por Cr$550,00 apenas. Compre 12 nºs e ganhe inteiramente grátis um destes brindes:

ASSINALE COM UM X

4 nºs atrasados do nº 4 ao 33

4	5	6	7	8	9	10	11
12	13	14	15	16	17	18	19
20	21	22	23	24	25	26	27
28	29	30	31	32	33		

É só fazer sua opção.

Envie-nos o cupom acompanhado de um cheque visado, pagável em São Paulo, ou Vale Postal a favor de:

À EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
C. Postal 30.141
01000 São Paulo, SP.

Em anexo estou-lhes remetendo a importância de Cr$550,00 para pagamento da assinatura de 12 números de NOVA ELETRÔNICA.

Cheque visado nº ..... contra o Banco .....

Vale Postal nº .....

É a primeira assinatura ☐ ou está renovando sua assinatura ☐

OBS.: Não aceitamos Ordem de Pagamento.

NOVA ELETRONICA

CADASTRO DE ASSINANTES

01- Nº CADASTRO (NÃO PREENCHER)

11- CODIFICAÇÃO INDUSTRIAL (NÃO PREENCHER)

02- NOME PRINCIPAL (ASSINANTE)

03- COMPLEMENTO (NOME DA FIRMA)

04- ENDEREÇO (RUA/AVENIDA/PRAÇA ETC.)

05- NUMERO

COMPLEMENTO (SALA/ANDAR/APARTAMENTO ETC.)

06- CEP

07- BAIRRO/VILA

08- CIDADE

09- ESTADO

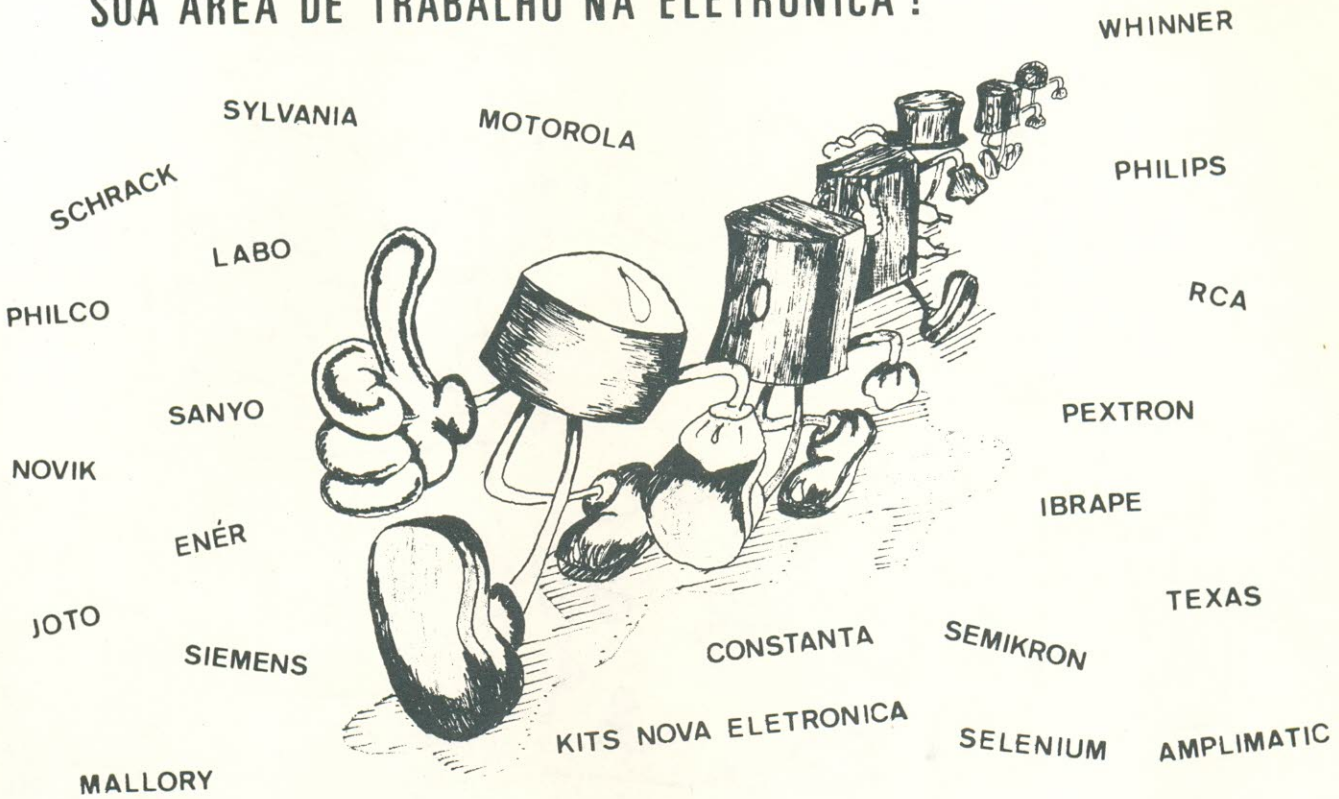
10- PAIS

12- ☐ CANCELAMENTO

13- ☐ COD. REV.

14- INIC. (NÃO PREENCHER) VENC.

SEJA VOCÊ ENGENHEIRO, TÉCNICO OU SIMPLESMENTE UM CURIOSO HOBBISTA, NÓS TEMOS O COMPONENTE EXATO PARA SUA ÁREA DE TRABALHO NA ELETRÔNICA!



RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.,

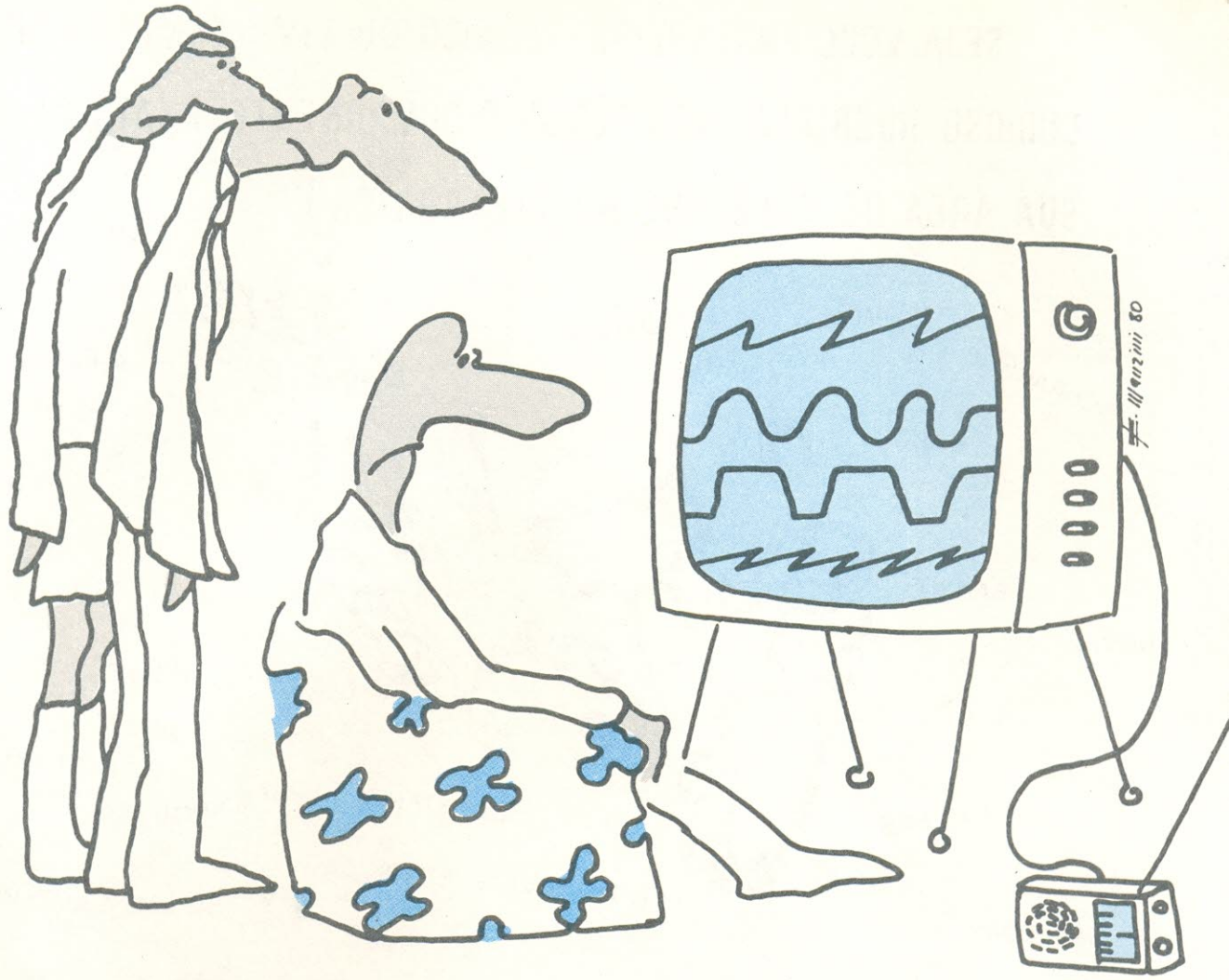
HÀ 26 ANOS SERVINDO COM VARIEDADE E QUALIDADE VASTA LINHA DE COMPONENTES, INSTRUMENTOS E DEMAIS PRODUTOS ELETRÔNICOS!

MATRIZ
Rua Cel. Alfredo Fláquer, 110 - Santo André
Vendas - Fone: 449.6688 (PABX)
Inscr. 626.020.510

FILIAL 1
Av. Goiás, 762 - Fones: 442.2069 e 442.2855- São Caetano
Inscr. 636.012.510

FILIAL 2
Rua Marechal Deodoro, lojas 10/11-Conj.Anchieta
São Bernardo do Campo- Fones:442.3299 e 448.7725
Inscr. 635.006.960 - Prédio Próprio.

VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL E AÉREO sofrem um acréscimo de Cr$ 70,00 para despesas, nas compras abaixo de Cr$ 1.000,00



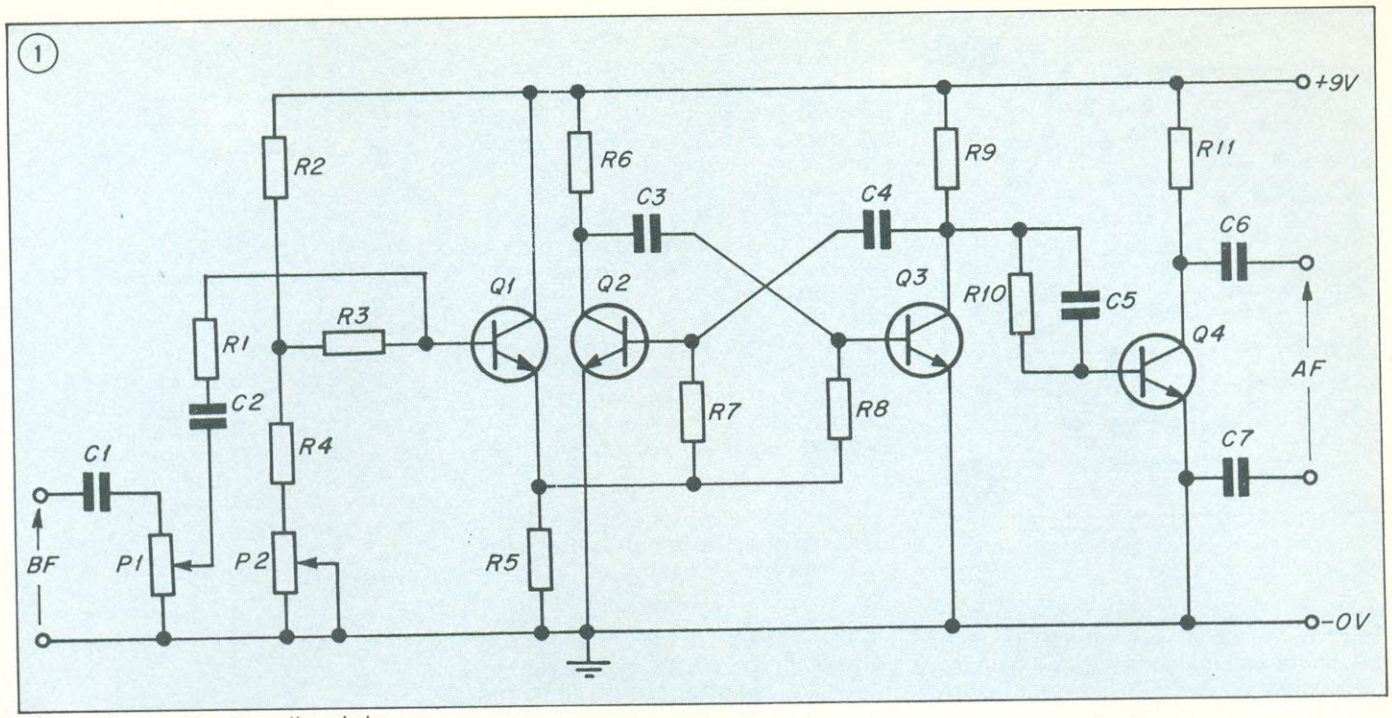
Audioscópio: sinais de áudio na tela de TV

A idéia de visualizar sinais de áudio numa tela de tv não é nova. Já há algum tempo as próprias emissoras de televisão recorriam a esse efeito em números musicais. Nenhum circuito prático, porém, foi idealizado para produzir esses efeitos no próprio aparelho de TV.

A revista Onda Quadra de outubro de 1976 apresenta um circuito que pode ser usado para tal: o audioscópio. Apenas 4 transistores de baixa potência e alguns componentes passivos são o suficiente para poder ter à mão mais esse recurso.

O circuito apresenta uma entrada para baixa freqüência (freqüência de áudio) e uma saída de alta freqüência que reproduz os sinais de áudio na tela de televisão.

Se você é daqueles que sempre desejou tornar a televisão um divertimento mais interessante, chegou a oportunidade de viabilizar seu sonho. Muitos programas chatos podem se tornar até engraçados com o uso do audiocóspio. Trata-se de um dispositivo que, aplicando sinais na antena de VHF de qualquer receptor de televisão, permite que se visualise, na tela, formas de onda proporcionais a qualquer sinal de baixa freqüência proveniente de um gerador externo ou do próprio amplificador de áudio da TV. As imagens resultantes são produtos de distorções na amplitude do sinal de vídeo impondo, na tela, o aparecimento de figuras estranhas.



Esquema completo do audioscópio.

Descrição do Circuito

A figura 1 apresenta o esquema completo do audioscópio. Para efeitos de análise do funcionamento, o circuito pode ser dividido em três blocos. A figura 2 mostra o diagrama de blocos que simplifica a análise do circuito. O bloco de entrada é um estágio constituído pelo transistor Q1. O multivibrador astável é composto pelos transistores Q2 e Q3, enquanto o estágio de saída é constituído pelo transistor Q4.

O transistor Q1, do estágio de entrada,é polarizado na base pelos resistores R2, R3 e R4 e pelo potenciômetro P2. Variando a resistência de P2, varia também a tensão presente no resistor R5.

O multivibrador astável constitui o coração do circuito e é, basicamente, um oscilador de 15.625 Hz, que é a freqüência de FI de vídeo de um televisor, tal freqüência é determinada pelos grupos R8-C3 e R7-C4 quando o transistor Q1 está trabalhando no ponto quiescente, isso porque os resistores R7 e R8 vão ligados a R5, resistor de emissor do estágio precedente.

Para analisar o funcionamento do multivibrador, suponhamos que Q2 conduza e Q3 esteja cortado. Nessas condições o capacitor C3 é conectado à massa, carregando-se então através de R8 com uma constante de tempo igual a R8.C3; quando a tensão de base de Q3 atinge 0,7 V, este começa a conduzir e o capacitor C4, inicialmente sem carga nenhuma, começa a se carregar po R7. Nesse ponto o transitor Q2 corta, até que a tensão em C4 atinja

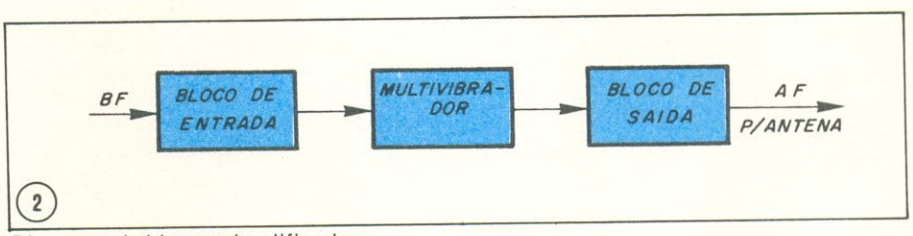


Diagrama de blocos simplificado.

0,7 volts, fazendo-o conduzir novamente

Como os valores de R7 e R8 são iguais, bem como os valores de C3 e C4, a forma de onda de saída do multivibrador é quadrada.

O sinal de baixa freqüência proveniente do amplificador de áudio é aplicado ao capacitor C1 e tem seu nível regulado pelo potenciômetro P1. Esse sinal, através de C2 e R1, faz variar o ponto de trabalho do transistor Q1. Conseqüentemente, no emissor de Q1 haverá uma variação de tensão proporcional ao sinal de baixa freqüência aplicado na entrada, o que é o mesmo que colocar um resistor variável entre a alimentação e os resistores R7 e R8. Mas, como esses dois resistores determinam a freqüência de oscilação do multivibrador, as variações de resistência entre os terminais coletor e emissor do transistor Q1 influem diretamente na freqüência do sinal de saída do circuito. A freqüência do sinal de saída oscila em torno do valor central 15625 Hz, para mais e para menos. Como conseqüência dessas variações, as barras horizontais passarão a se movimentar na tela de TV.

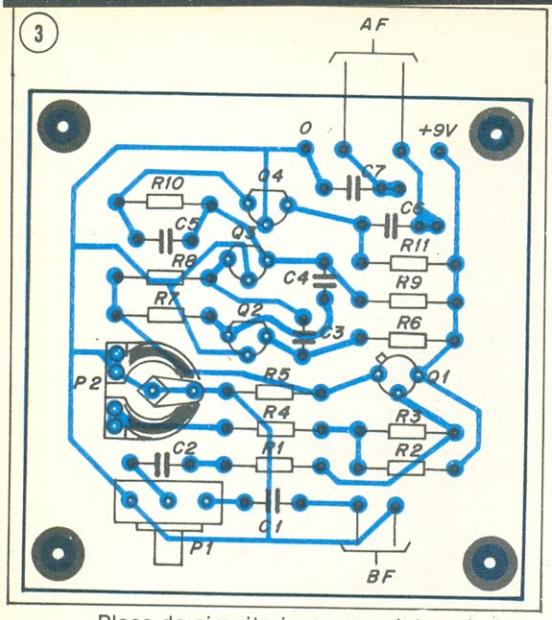
O transistor Q4 amplifica o sinal proveniente do multivibrador e melhora a forma de onda retangular. O sinal de alta freqüência a ser enviado para qualquer antena de VHF é disponível nos terminais dos capacitadores C6 e C7.

O consumo do circuito é muito baixo, podendo ser usado uma bateria de 9 volts.

Montagem

O audioscópio é montado numa placa de circuito impresso quadrada de 65 mm de lado. Esse circuito, devido às reduzidas dimensões, pode ser inclusive inserido no interior de algum aparelho de TV ou colocado numa pequena caixinha próxima aos terminais de acesso à antena de VHF. A figura 3 mostra o circuito impresso do audioscópio visto pelo lado dos componentes.

A configuração do circuito impresso não é crítica, já que são usados apenas transistores e componentes passivos. Como o circuito trabalha numa freqüência relativamente alta, é acon- ▶



Placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

selhável fazer o traçado da terra no circuito impresso o mais extenso possível, outra medida aconselhável é ligar os componentes de tal modo a fazer com que os terminais tenham o menor comprimento possível.

Os transistores do circuito (2N2222 e BF199) foram adaptados à realidade de mercado brasileira, isto é, podem ser fartamente encontrados na praça.

Operação

Depois de terminada a montagem e ligada a bateria de 9 V, é conveniente fazer alguns testes preliminares com osciloscópio. Se você dispuser de um freqüencímetro, cheque a freqüência de saída sem nenhum sinal de baixa freqüência injetado na entrada. A freqüência lida pelo freqüencímetro deve girar em torno dos 15,6 kHz. Você pode variar essa freqüência através do potenciômetro P2.

A utilização normal do audioscópio é a seguinte: entrada em qualquer aparelho que funcione na faixa de áudio (gerador de áudio ou mesmo aparelhos e instrumentos musicais) e saída de alta freqüência ligada à entrada da antena de VHF de qualquer televisor por meio de um cabo de 75 ohms bem curto. Naturalmente a antena deve ser desligada.

Depois disso a alimentação do audioscópio pode ser conectada, o televisor deve ser ligado e comutado para qualquer um dos seguintes canais: 2, 3 ou 4.

O primeiro efeito que você deverá notar na tela de TV é o aparecimento de barras horizontais e verticais aleatoriamente. A sincronização é conseguida da seguinte forma:

1 — Feche o potenciômetro P1 de tal forma que o terminal central entre em contato com a terra.

2 — Varie a posição do cursor do potenciômetro P2 até que o multivibrador entre em sincronismo com a freqüência de linha.

3 — Depois de eliminado o movimento das barras verticais e horizontais na tela de TV, abra vagarosamente o cursor de P1 e as figuras dos sinais de baixa freqüência aparecerão na tela.

Os melhores efeitos se conseguem com músicas, principalmente se envolver instrumentos mais agudos.

Relação de Componentes

Resistores
R1 — 10 kOhms 1/4 W
R2 — 22 kOhms 1/4 W
R3 — 100 kOhms 1/4 W
R4 — 10 kOhms 1/4 W
R5 — 10 kOhms 1/4 W
R6 — 10 kOhms 1/4 W
R7 — 39 kOhms 1/4 W
R8 — 39 kOhms 1/4 W
R9 — 4,7 kOhms 1/4 W
R10 — 15 kOhms 1/4 W
R11 — 8,2 kOhms 1/4 W

Potenciômetros

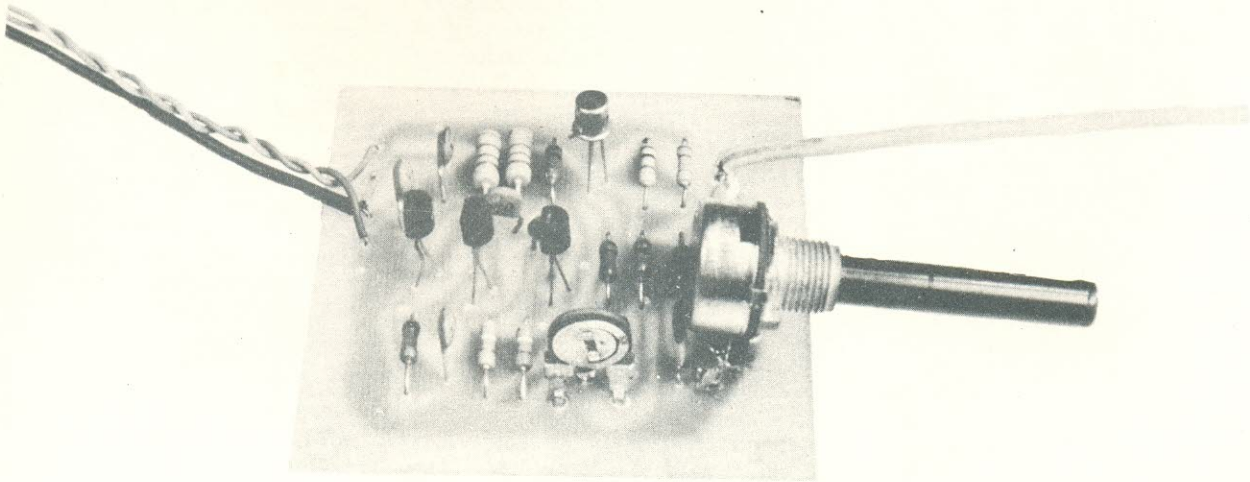
P1 — 100 KOhms logarítmico
P2 — trimpot de 47 kOhms

Capacitores

C1 — 33 nF / 100 V de polistirol
C2 — 22 nF / 100 V de polistirol
C3 — 330 pF / 50 V cerâmico
C4 — 330 pF / 50 V cerâmico
C5 — 1 nF / 50 V cerâmico
C6 — 1 nF / 400 V cerâmico
C7 — 1 nF / 400 V cerâmico

Transistores

Q1 — 2N2222
Q2 — BF 199
Q3 — BF 199
Q4 — BF 199



© Copyright Onda Quadra

O cuco eletrônico

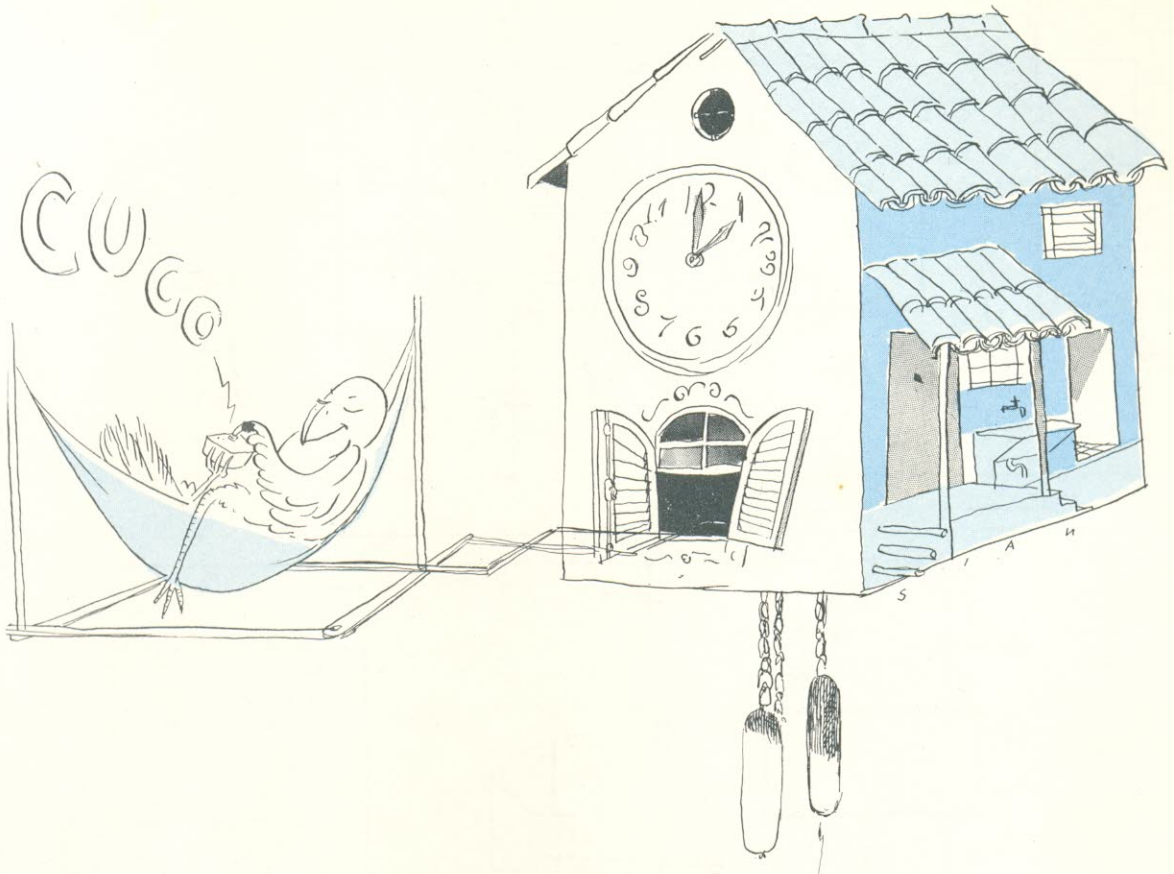


ILUSTRAÇÃO DE SIAN

Muitos kits lançados pela Nova Eletrônica já deram oportunidades aos aficionados em eletrônica de tomarem contato com os efeitos sonoros especiais. Ruídos de vento, barulhos do mar, a chuva insistente e muitos outros sons característicos podem ser simulados por circuitos elétricos.

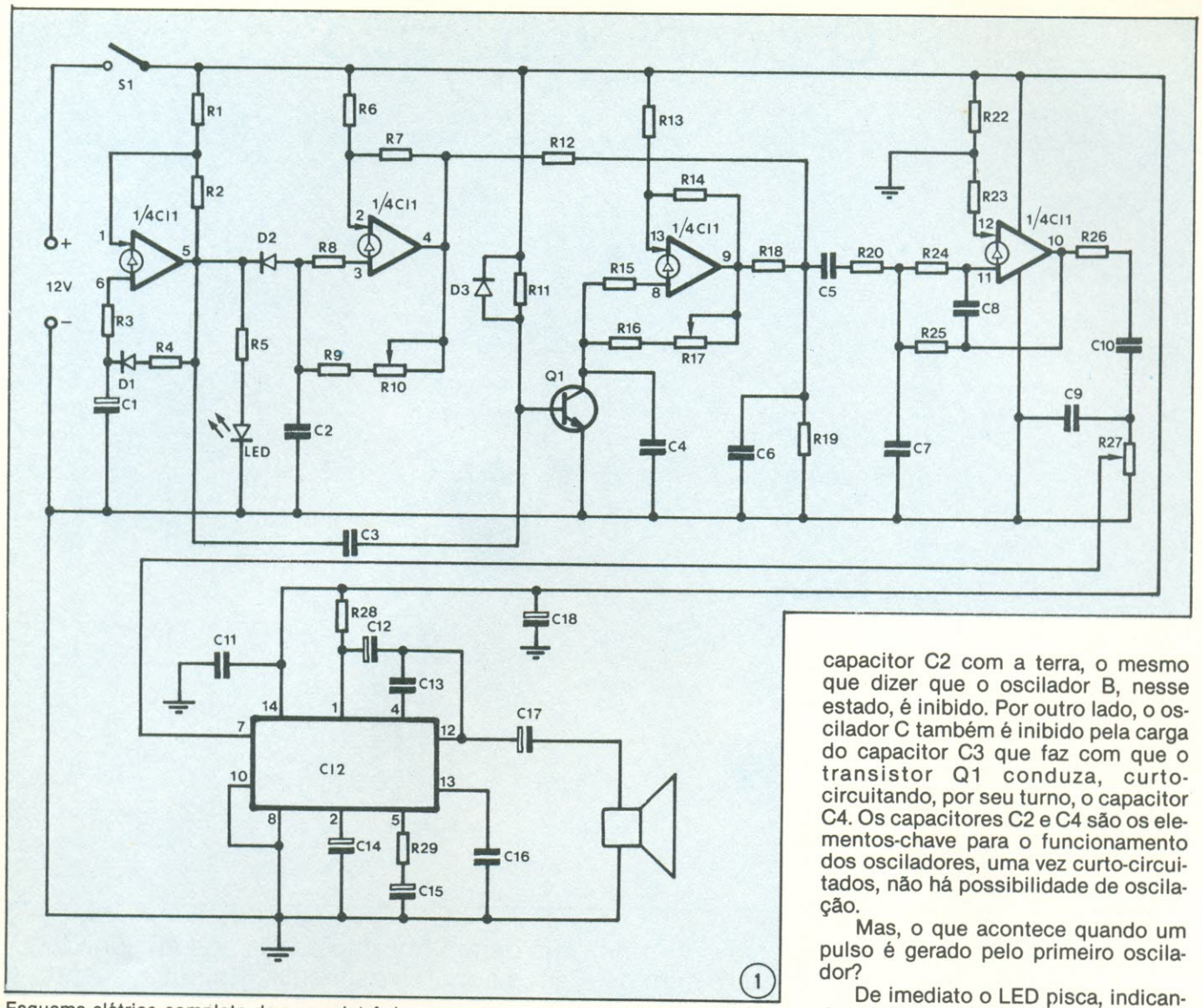
A Seção Prática deste mês traz mais um efeito sonoro especial: o Cuco. Embora já não sejam usados na vida moderna, os cucos não deixam de ter um nostálgico fascínio — os sons de um cuco nos fazem lembrar dos tempos dos nossos avós. O circuito elétrico que constitui o cuco eletrônico pode ser acoplado à campainha ou a um relógio digital; não excluindo, é claro, outros usos que a imaginação permitir.

Dois integrados lineares, um transistor e uma série de componentes discretos, além de algumas horas de trabalho, é tudo o que você precisa para montar o cuco eletrônico e surpreender a todos com mais esses sons interessantes.

Tudo o que deve ter em mente um projetista de um circuito que produza um efeito sonoro especial é decompor no espectro de frequência o sinal original e reproduzir as frequências fundamentais do efeito através de oesciladores elétricos. Os estágios posteriores do projeto são a mixagem desses sinais gerados pelos osciladores e a ampliação de potência final.

Como se pode perceber, então, os circuitos de efeitos sonoros não apresentam nenhum mistério. O projeto desses circuitos não requer muita imaginação ou malabarismos eletrônicos, é mais uma questão técnica: construir os osciladores nas frequências certas.

O cuco eletrônico se encaixa perfeitamente nessa classe de circuitos. Entendendo o funcionamento do cuco, você já terá entendido o funcionamento de grande parte dos circuitos de efeitos sonoros. E entender como funciona este cuco é um grande passo para que você mesmo passe a projetar circuitos que produzam os sons que você desejar. ▶



Esquema elétrico completo do cuco eletrônico.

Esquema Elétrico

O esquema elétrico do nosso cuco eletrônico pode ser visto na figura 1. O circuito pode ser dividido em 5 partes: os 4 estágios à base de amplificadores operacionais, conjugados no integrado LM 3900, e do estágio de potência, à base do integrado TBA 820.

O integrado LM 3900 é formado de 4 amplificadores operacionais comparadores. Cada operacional vem acompanhado, no esquema da figura 1, dos dizeres "1/4 CI 1" e constituem os osciladores de relaxação que irão reproduzir os sons do cuco.

O primeiro desses operacionais, indicado no esquema com a letra A, constitui um oscilador de relaxação para gerar impulsos positivos brevíssimos, numa frequência de cerca de 1 Hz, ou seja, um pulso de tensão a cada segundo presente no pino 5 (saída do amplificador operacional).

Os impulsos gerados por esse primeiro oscilador comandam outros dois osciladores, indicados respectivamente com as letras B e C. O disparo dos dois osciladores não é simultâneo. O oscilador B é disparado imediatamente, enquanto o C possui uma linha de retardo formada por R11 e C3.

O oscilador B, o primeiro a ser acionado, trabalha numa frequência de cerca de 670 Hz; enquanto o oscilador C trabalha numa frequência de 550 Hz aproximadamente.

Tais frequências podem ser mudadas pela ação dos trimpots R10 e R17. Os valores desses trimpots são maiores do que os valores dos resistores e eles ligados em série (R9 e R16), o que permite uma ampla variação de efeitos. O nosso protótipo, porém, tem seu ponto ideal de funcionamento nas frequências de 667 Hz e 545 Hz.

Quando a saída do oscilador A é baixa, que aliás, é o estado normal desse ponto, o diodo D2 está polarizado diretamente, curto-circuitando o capacitor C2 com a terra, o mesmo que dizer que o oscilador B, nesse estado, é inibido. Por outro lado, o oscilador C também é inibido pela carga do capacitor C3 que faz com que o transistor Q1 conduza, curto-circuitando, por seu turno, o capacitor C4. Os capacitores C2 e C4 são os elementos-chave para o funcionamento dos osciladores, uma vez curto-circuitados, não há possibilidade de oscilação.

Mas, o que acontece quando um pulso é gerado pelo primeiro oscilador?

De imediato o LED pisca, indicando o início de operação do cuco. Durante o impulso, que dura cerca de 180 milisegundos, o diodo D2 é polarizado reversamente, retirando o curto do capacitor C2. Isso quer dizer que o oscilador B é liberado, gerando um sinal de 667 Hz que é responsável pelo primeiro som "cu" que dura exatamente o tempo em que a saída do primeiro oscilador permanecer em nível alto. Quando o impulso do primeiro oscilador termina, a linha de atraso formada por C3, D3 e R11 corta, por alguns momentos, o transistor Q1 e, nessa breve fração de tempo, o oscilador C é liberado, gerando o sinal de 545 Hz, responsável pelo segundo som "co" de um cuco.

Para que essa sequência volte a se repetir, é necessário que o oscilador A emita mais um impulso. Como esse oscilador é de 1 Hz, a sequência só se repete depois de 1 segundo. Entre um impulso e outro o alto-falante fica mudo.

As saídas dos osciladores B e C são misturadas pelo somador forma-

do pelos resistores R12, R18 e R19. O sinal de saída desse somador é injetado num filtro passa-baixa formado pelo último operacional do LM 3900.

O emprego desse filtro ativo é necessário no nosso circuito porque os sinais de sáida dos osciladores B e C são quadrados, enquanto num cuco normal esses sinais são senoidais. O filtro passa-baixa elimina muitos componentes de frequência da onda quadrada original, tornando os sinais praticamente senoidais puros.

Relembremos, neste momento, que a onda quadrada é composta de uma soma de sinais senoidais dispostos da seguinte forma:

1 — Uma forma de onda fundamental senoidal e cuja frequência é a mesma da onda quadrada original.

2 — Infinitos sinais senoidais de frequências múltiplas ímpares da frequência fundamental cuja amplitude é inversamente proporcional à ordem da harmônica, ou seja, quanto maior a frequência do sinal senoidal anexo, menor sua amplitude.

Portanto, para transformar uma onda quadrada em senoidal basta isolar a forma de onda fundamental, eliminando todas as outras frequências harmônicas, mediante um filtro passa-baixa ou passa-faixa.

O trimpot R27 regula a amplitude de saída do sinal de baixa frequência a ser enviado ao último estágio do cuco-eletrônico. Esse estágio trata-se de uma montagem clássica de um amplificador de potência (1,2 watt) com o integrado TBA 820.

O alto-falante de saída pode ser qualquer um de 1,2 W com impedância de 8 ohms.

Caso você disponha de um módulo amplificador independente, o último estágio pode ser substituído por esse. A saída do circuito seria, então, o terminal central do potenciômetro R 27.

O consumo total do circuito não ultrapassa os 100 mA. Para fonte de tensão, portanto, recomendamos qualquer fonte estabilizada de 12 V capaz de fornecer 100 mA.

Montagem

A figura 2 mostra o circuito impresso do cuco eletrônico visto pelo lado dos componentes. Como você pode notar, suas dimensões são reduzidas. Os quatro amplificadores operacionais que aparecem no esquema da figura 1 estão reunidos num só circuito integrado. A figura 3 mostra detalhes dos componentes que possuem polaridade, como é o caso do transistor e do LED, e também do integrado LM 3900. Dessa forma você terá mais facilidade de encontrar os componentes e reconhecer seus terminais.

A montagem, em si dos componentes na placa de circuito impresso não requer do montador grande experiência anterior. Basta respeitar as polaridades e as pinagens que tudo deverá transcorrer normalmente.

Quanto à conexão dos integrados, aconselhamos o uso de soquetes plásticos. Além dos soquetes darem ao circuito um aspecto quase que profissional, eles tornam os circuitos menos problemáticos no caso de se efetuar alguma manutenção. Isto é, se houver alguma suspeita de que este ou aquele integrado não esteja se desempenhando a contento, basta retirá-lo manualmente do soquete e testar o circuito com um integrado substituto. Caso o integrado estivesse preso diretamente à placa de circuito impresso, seria um problema substituí-lo.

Outro dado importante que é preciso respeitar é a polaridade dos capacitores eletrolíticos. Como os leitores já devem ter conhecimento, não há separação iônica na solução ácida que banha os eletrodos do capacitor eletrolítico se estes estão polarizados reversamente, ou seja, o capacitor não funciona nessas condições.

Uma vez terminada a montagem da placa de circuito impresso, a fonte e o alto-falante podem ser ligados. Ligando diretamente a fonte, sem a chave S1 ou com esta fechada, imediatamente você deve passar a ouvir os sons do cuco. Mas, deve-se levar em consideração que ainda os trimpots R10 e R17 estão numa possição qualquer, e o circuito está descalibrado.

Calibração

Para calibrar esses dois potenciômetros, responsáveis pela frequência de saída dos dois osciladores, pode-se seguir dois métodos diversos: o primeiro consiste em guiar-se pela percepção dos ouvidos, alterando a frequência de saída (a posição do cursor do potenciômetro) até que os sons emitidos sejam bem parecidos comosde um cuco. O segundo método, mais acurado, consiste em usar um frequencímetro.

Caso você disponha de um frequencímetro digital, proceda da seguinte forma:

1 — Curto-circuite o catodo do diodo D1 à terra de modo a forçar, na saída do oscilador A (piloto), um nível alto de tensão. Agindo assim, o oscilador de 670 Hz estará acionado.

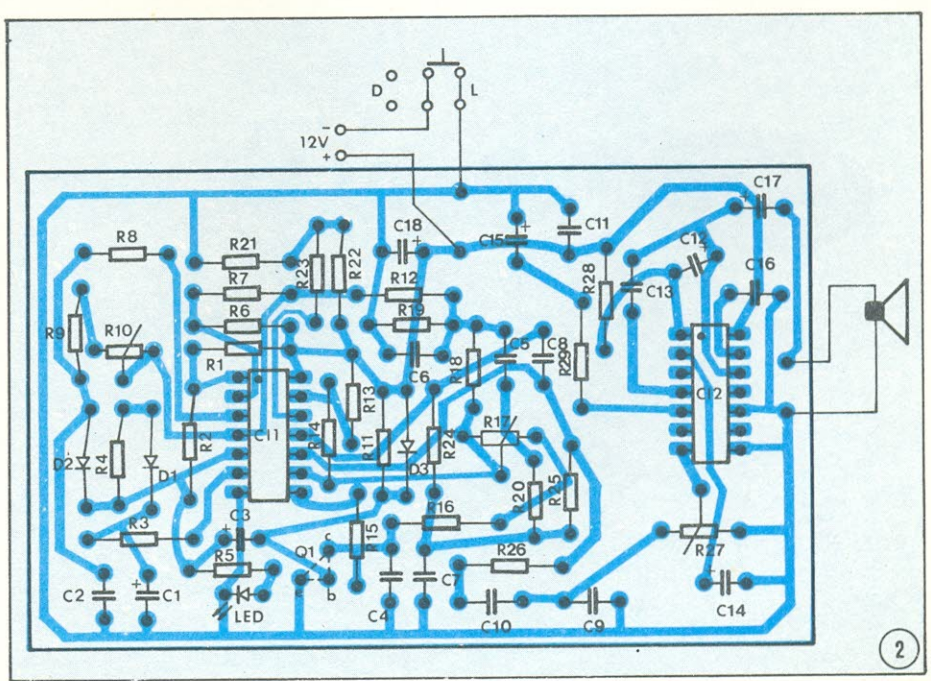
2 — Ligue o frequencímetro ao pino 10 do integrado LM 3900 (saída do filtro). Regule, então, a posição do trimpot R10 a fim de alcançar a marca de 667 Hz.

3 — Curto-circuite à terra o anodo do diodo D2 e a base do transistor Q1 de modo a acionar apenas o oscilador de 540 Hz.

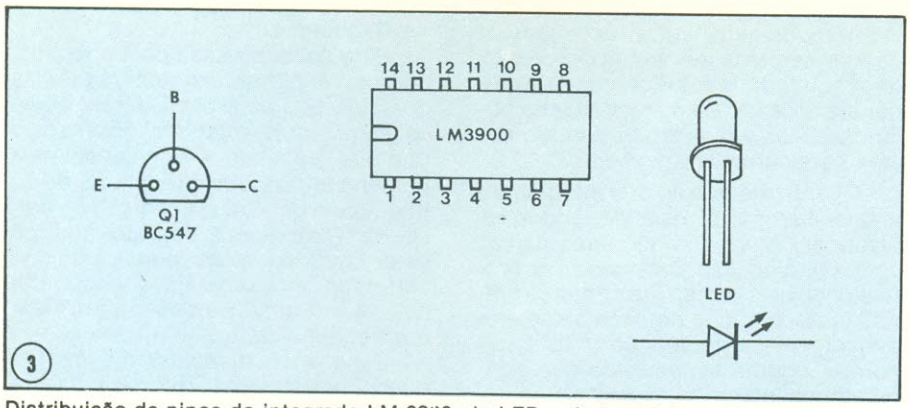
4 — Ligue o frequencímetro novamente na saída 10 do LM 3900 e regule o cursor do trimpot R17 até alcançar a marca de 545 Hz.

Resolvendo os curto-circuitos, o circuito estará pronto para operação.

Se a duração do primeiro som ("cu") lhe parecer excessiva, você deve tentar mudar o valor de R4 de 100 kOhm para digamos, 82 KOhm. Se, ao contrário, lhe parecer pequena, tente aumentar o valor de R4 para uns 120 KOhm.



A placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.



Distribuição de pinos do integrado LM 3900, do LED e do transistor.

Analogamente, se a duração do segundo som ("co") lhe parecer muito longa mude o valor de R11 dos atuais 120 kOhm para uns 100 kOhm e se lhe parecer muito curta aumente para uns 150 kOhm.

Se você, além disso, desejar mudar o tempo de pausa entre uma e outra sequência, altere o valor de R3 de acordo com suas intenções: aumentando o valor, se desejar aumentar o intervalo; ou diminuindo o valor, se desejar diminuir o intervalo.

Em todos esses casos de alteração de valores de componentes recomendamos não efetuarem variações muito bruscas. A colocação de um resistor de 10 kOhm onde existe, por exemplo, um de 150 kOhms alterará profundamente o funcionamento do cuco.

Possibilidades de utilização

Como já dissemos, o cuco eletrônico pode ser acionado por um relógio digital ou por uma campainha.

Para usar o cuco como campainha basta usar a chave S1 como interruptor da própria, e nenhuma outra mudança é necessária.

Para utilizá-lo junto a um relógio digital é preciso montar um circuito interruptor que acione o relógio de hora em hora sempre liberando o número de sequências do cuco correspondentes com a hora do dia.

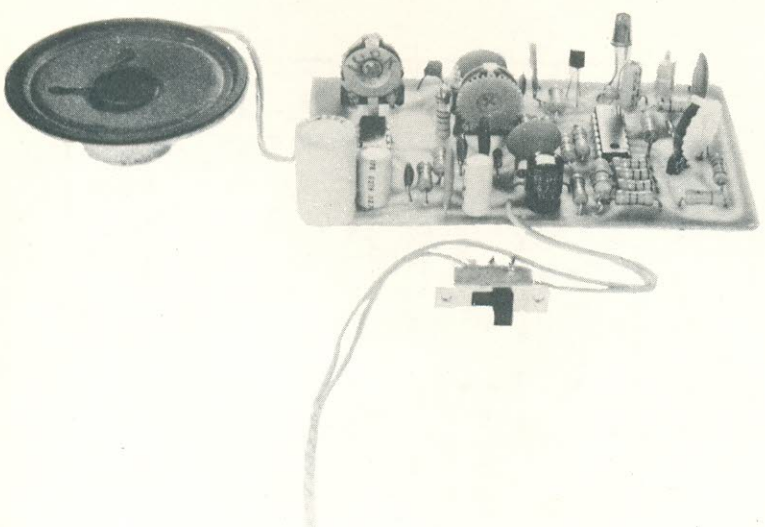


Foto do protótipo montado em nosso laboratório.

Relação de componentes

Resistores

R1 — 1,5 MOhm
R2 — 1,5 MOhm ¼ watt
R3 — 150 kOhm ¼ watt
R4 — 100 kOhm ¼ watt
R5 — 1 KOhm ¼ watt
R6 — 1,5 MOhm ¼ watt
R7 — 1,5 MOhm ¼ watt
R8 — 470 kOhm ¼ watt
R9 — 6,8 KOhm ¼ watt
R10 — 10 kOhm trimpot
R11 — 100 kOhm ¼ watt
R12 — 4,7 kOhm ¼ watt
R13 — 1,5 MOhm ¼ watt
R14 — 1,5 MOhm ¼ watt
R15 — 470 kOhm ¼ watt
R16 — 6,8 kOhm ¼ watt
R17 — 10 kOhm trimpot
R18 — 10 kOhm ¼ watt
R19 — 1 kOhm ¼ watt
R20 — 2,2 MOhm ¼ watt
R21 — 4,7 kOhm ¼ watt
R22 — 4,7 kOhm ¼ watt
R23 — 3,3 MOhm ½ watt
R24 — 1 MOhm ¼ watt
R25 — 2,2 MOhm ½ watt
R26 — 1 MOhm ¼ watt
R27 — 100 kOhm trimpot
R28 — 56 Ohm ¼ watt
R29 — 82 Ohm ¼ watt

Capacitores

C1 — 10 uF eletrolítico / 25 volts
C2 — 100 kpF a disco
C3 — 4,7 uF / 25 volts
C4 — 100 kpF a disco
C5 — 82 kpF poliester
C6 — 100 kpF a disco
C7 — 820 pF a disco
C8 — 47 pR a disco
C9 — 2,2 hpF a disco
C10 — 100 kpF a disco
C11 — 100 uF hpF a disco
C12 — 100 uF eletrolítico / 25 volts
C13 — 1 kpF a disco
C14— 47 uF eletrolítico / 25 volts
C15 — 22 uF eletrolítico / 25 volts
C16 — 100 kpF a disco
C17 — 220 uf eletrolítico / 25 volts
C18 — 100 uF eletrolítico / 25 volts

Diodos

D1 a D3 — 1N4148
LED — FLV 110

Transistor

Q1 — BC208 NPN

Circuitos Integrados

CI 1 — LM 3900
CI 2 — TBA 820

Diversos

S1 — chave simples
alto-falante de 8 ohm e 1 watt ■

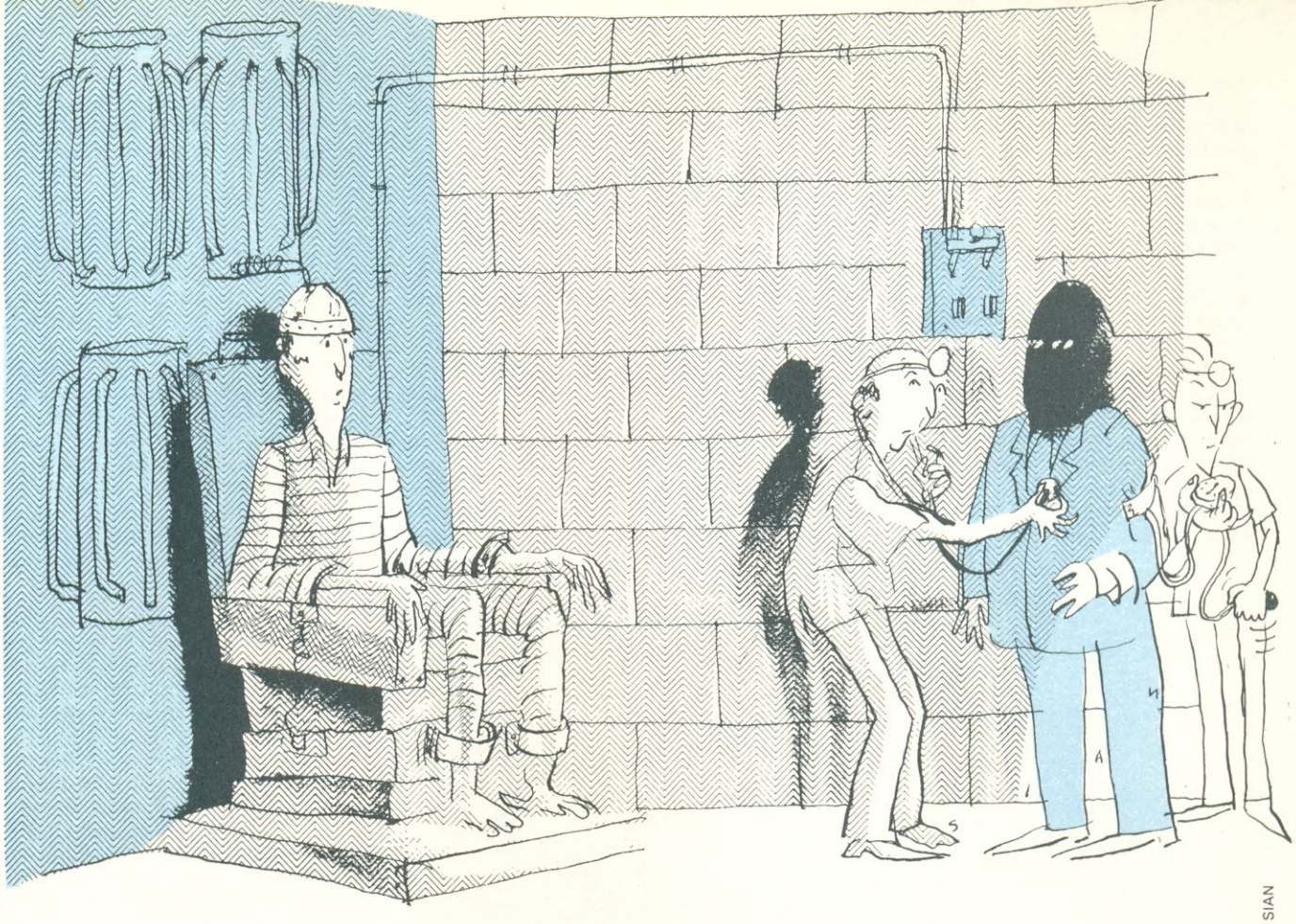


ILUSTRAÇÃO DE SIAN

Freqüências Extremamente Baixas: perigo a vista?

O leitor da Nova Eletrônica já deve ter conhecimento de possíveis lesões à saúde humana que podem ser causadas por radiações eletromagnéticas em diversas faixas do espectro. Para citar alguns exemplos: os raios X emitidos por uma tela de TV, os raios ultra-violeta emitidos pela radiação do Sol, as microondas etc.

Nosso objetivo ao esclarecer o leitor sobre esses perigos não é o de amedrontá-lo, ou fazer com que ele, por exemplo, não tome Sol e não assista TV. Nosso único desejo é que se crie uma consciência coletiva sobre o assunto. Quanto maior for o número de pessoas esclarecidas, maiores cuidados passarão a ser tomados, inclusive forçando a criação de leis que limitem o nível máximo de radiação de cada faixa do espectro abaixo do qual a saúde humana não é afetada.

O presente artigo, original da revista 73 Magazine, se refere aos efeitos da radiação de freqüência extremamente baixa (FEB), emitidas pelas linhas de alta tensão, na saúde humana. Os estudos ainda estão em fase inicial e não são definitivos. Mesmo assim, é interessante saber do que já foi pesquisado no assunto tanto nos Estados Unidos quando na União Soviética.

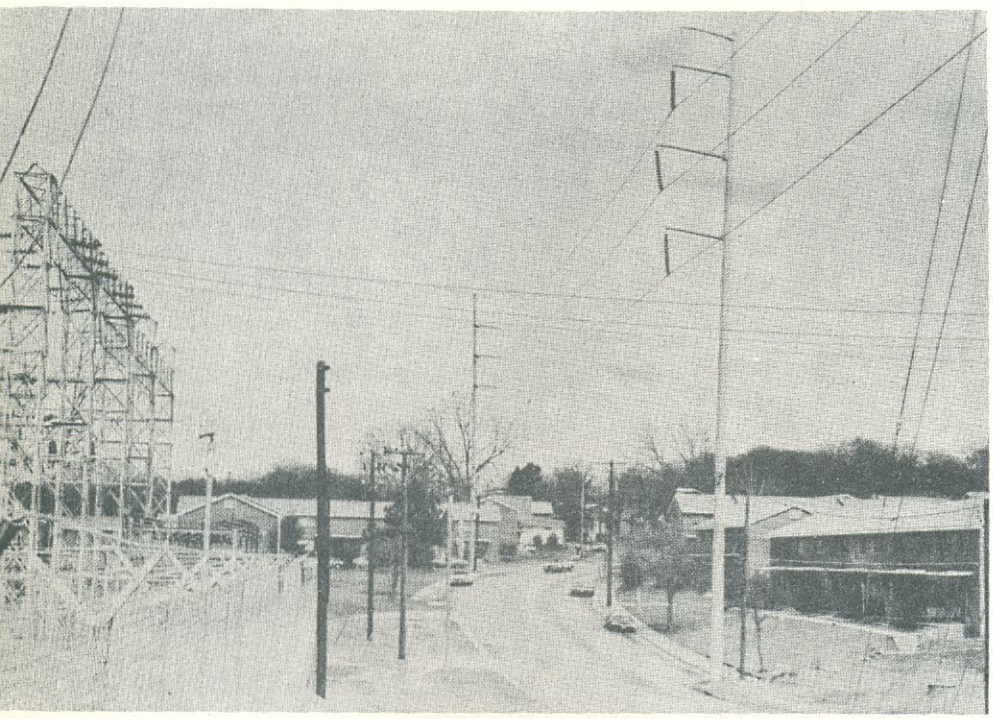
A saúde humana e de muitos seres vivos pode ser afetada por um perigo invisível: a radiação proveniente das linhas de alta-tensão. Cientistas e pesquisadores de todo o mundo estão começando a entender mais sobre os efeitos das Freqüências Extremamente Baixas, FEB, como são chamadas.

Muitas pessoas acreditavam, quando as primeiras linhas de alta tensão foram instaladas atravessando as cidades sustentadas por postes, que as correntes elétricas que atravessavam os fios não tinham influência além das camadas do material isolante de ▷

que eram revestidos.

Hoje em dia, no entanto, nós conhecemos melhor o fenômeno. O fluxo de eletrons que percorre um fio de alta tensão gera dois campos distintos que se propagam por todo o meio ambiente: um campo elétrico e um magnético. Nós também sabemos que esses campos, se possuírem grandes intensidades, podem nos atingir. Com relação às microondas, a periculosidade já foi comprovada; todavia, pouco se sabe com respeito às baixas freqüências.

No momento, há quase 200.000 km de cabos de alta tensão aéreos nos Estados Unidos, operando numa tensão não inferior a 765 kV, numa freqüência de 60 Hz (50 Hz no Canadá, 25 Hz na maior parte da Europa). Para o futuro, as empresas pretendem implantar sis-



temas que operam numa tensão de 1,5 MV (milhões de volts). A radiação eletromagnética emitida por esses cabos de alta tensão tem intensidade suficiente para colocar os cabelos de uma pessoa em pé se esta andar perto deles. E, se você segurar uma lâmpada fluorescente de 40 W sob uma linha de 345 kV, ela acenderá.

Por que precisamos da alta tensão? A resposta é simples: a tensão é elevada na transmissão de energia de um ponto a outro porque, assim fazendo, as perdas por efeito Joule na rede se reduzem.

Por volta de 1967, já que a tendência era sempre o aumento da tensão dos cabos, estudos sobre os efeitos das radiações nas FEB sobre os trabalhadores das linhas de alta tensão foram iniciados na Companhia Americana de Energia Elétrica e a conclusão a que a Universidade Johns Hopkins chegou é de que esses trabalhadores são realmente afetados pelas radiações de baixa freqüência.

A saúde desses trabalhadores foi estudada, o mesmo acontecendo com alguns ratos que foram expostos às radiações FEB em laboratórios. Vários dos trabalhadores examinados mostraram diminuição na contagem de espermatozóides, porém, não são dados conclusivos. Os ratos pareceram imunes exceto no fato de que o crescimento da ninhada diminiu um pouco. No entanto, o número de deficiências orgânicas encontradas nesses estudos esteve dentro dos desvios estatísticos esperados, o que significa que os dados não são conclusivos. Porém, esses pequenos desvios foram suficientes para motivarem as indústrias energéticas a levarem a frente pesquisas mais sérias em relação aos efeitos das baixas freqüências nos seres humanos.

A primeira pesquisa séria foi no Projeto Sanguine, desenvolvido pela marinha dos Estados Unidos que pretendia construir uma poderosa antena com capacidade de cobrir boa parte do estado de Wisconsin. Essa antena foi projetada para transmitir mensagens de rádio para submarinos submersos em pleno oceano. A freqüência de trabalho da antena deveria ser próxima da freqüência de trabalho de uma linha de distribuição de energia elétrica — atualmente um pouco menos, em torno de 15 a 20 Hz.

Houve muita controvérsia em torno desse projeto. Primeiramente os técnicos discutiram sua viabilidade, já que, para sua execução, teria que se devastar muitos quilômetros quadrados de terras. Outros se basearam nos estudos sobre as FEB feitos na Universidade de Wisconsin que asseguram que elas afetam inclusive a forma de um molde de lama. Outros estudos feitos durante o Projeto Sanguine garantem também que as FEB afetam pequenos organismos. Os estudos não definem exatamente a natureza desses efeitos, mas eles mostram uma relação de causa e efeito entre a saúde dos organismos vivos e as freqüências extremamente baixas. Esses estudos e os protestos da população foram suficientes para o engavetamento do Projeto Sanguine.

Nesse período, fim dos anos 60 e início dos anos 70, as pesquisas foram intensificadas ainda mais. Por mais de três anos a Comissão de Serviços Públicos do Estado de Nova Iorque ouviu especialistas no assunto. Como resultado dessas entrevistas e com a ajuda da pressão de donos de grandes áreas de terras que não queriam que elas fossem invadidas pelas linhas de 765 kV, a Comissão de Serviços Públicos admitiu que as FEB podem ser prejudiciais à saúde dos que moram ou trabalham perto delas.

A Comissão criou um grupo de pesquisas com a finalidade exclusiva de desenvolver estudos na área dos efeitos das FEB e determinou que a distância entre uma linha de alta tensão e uma fazenda ou algum lugar habitado passe dos atuais 1155 metros para 4.860 metros (dados originais: 350 pés e 1200 pés).

Um porta-voz dos mais representativos do grupo de cientistas que atua em pesquisas na área das FEB é o Dr. Andrew Marino, do Veterans Administration Hospial da cidade de Syracuse, Nova Iorque. Ele diz o seguinte:

"Há uma pequena dúvida, de acordo com a literatura existente, sobre a veracidade do fato de que mudanças biológicas ocorram em seres humanos expostos à radiação de alta tensão e baixa freqüência."

Ele estudou o efeito das FEB em ratos e logo descobriu que eles acabam tendo um crescimento retardado. Os resultados de suas recentes pesquisas ainda não foram divulgados.

Uma pesquisa muito famosa realizada na União Soviética mostrou que os trabalhadores dos pátios de manobra das estradas de ferro cujo local de trabalho é próximo de equipamentos de alta tensão tiveram alteração do ritmo de pulsação e na pressão sanguüínea e mostrou também que os homens e mulheres têm tremores nervosos du-

rante ou imediatamente após uma exposição à radiação de baixa freqüência. Os estudos não são conclusivos, mas isso só porque foram examinados apenas 300 trabalhadores — certamente um número insuficiente para generalizar os resultados. Mesmo assim, os soviéticos já possuem uma legislação que estabelece o nível máximo de radiação de baixa freqüência permitido. Nem nos Estados Unidos, e muito menos no Brasil, essa legislação existe.

Conclui o Dr. Marino:

"A prova mais importante de que as FEB alteram a biologia é a de que muitos pesquisadores as estão usando para colagem de ossos. Não há dúvida de que as FEB afetam os organismos vivos, mas a natureza desses efeitos ainda é desconhecida".

O Dr. Harry Kornberg, um pesquisador da Electric Power Research, California, não está tão convencido quanto Marino de que as FEB afetam os seres humanos e animais. É certo, porém, que a equipe do Dr. Harry está apenas no início de suas pesquisas, às quais resolveu chamar de "testes clínicos de alta qualidade e cuidadosamente controlados."

Os fazendeiros dizem que o capim fica escuro sob os fios de alta tensão e outras pesquisas mostram que alguns tipos de folhagem adquirem uma cor acastanhada quando submetidas a altas tensões em laboratórios.

Um outro estudo, o qual Kornberg acredita que seja absolutamente confiável, foi feito pela Universidade de Illinois. Esse estudo mostrou que abelhas expostas às FEB constróem colmeias de formatos inusuais.

Mas Kornberg ainda não acredita que os fios de alta tensão afetam os seres humanos. Ele diz que "não há estudos definitivos que mostram isso." E ele está certo.

Ninguém ainda chegou a estudar grande número de pessoas expostas às FEB por longos períodos de tempo. Apenas assim poderíamos ter certeza de que as flutuações estatísticas e outras anomalias de laboratório não afetam os resultados.

Paralelamente aos estudos das FEB realizados por cientistas do mundo inteiro dentro e fora dos laboratórios, uma sugestão para eliminar o possível problema tem sido dada: a corrente contínua. Com a intenção de transportar energia elétrica mais economicamente, algumas companhias começaram a testar linhas de alta tensão em corrente contínua atingindo marcas superiores a 1 milhão de volts, já no início da década de 70.

A instalação das linhas de corrente contínua motivou um atrito no estado de Minnesota. Esse atrito envolveu fazendeiros e ecologistas de um lado e as companhias de transmissão de energia elétrica do outro. Uma linha de 400.000 volts cc foi projetada para cobrir uma extensa região nesse estado. Enquanto as torres de sustentação estavam sendo instaladas houve reclamações por parte dos fazendeiros que alegavam invasão de propriedade. Não atendidos em suas reivindicações os fazendeiros começaram a arrancar as torres já instaladas. No entanto, acabaram por perder a batalha, a linha já foi instalada e está sob regime de testes.

A verdade, porém, é que não se sabe quase nada sobre os efeitos do campo elétrico e magnético emitido por uma linha de corrente contínua operando com níveis de tensão tão altos. Um físico de Minnesota, Mike Casper, está escrevendo um livro sobre a questão. "Muito pouco se sabe sobre os efeitos da corrente contínua em alta tensão, já que, nem estudos preliminares em laboratório foram feitos" diz ele.

De qualquer forma, paira, ainda que não de modo alarmante, uma ameaça e os estudos sobre os efeitos de alta tensão tanto nas baixas freqüências quanto em corrente contínua tendem a se intensificar bastante nos próximos anos. □

BRASITONE

Em Campinas
O mais completo e variado estoque de circuitos integrados C-MOS, TTL, Lineares, Transístores, Diodos, Tirístores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRÔNICA
Rua 11 de Agosto, 185 — Campinas — Fone: 31-1756

PRANCHETA DO PROJETISTA SÉRIE NACIONAL

Circuito de proteção automática contra sub- e sobre-tensão na carga

Nilson Matias Tavares — Natal-RN

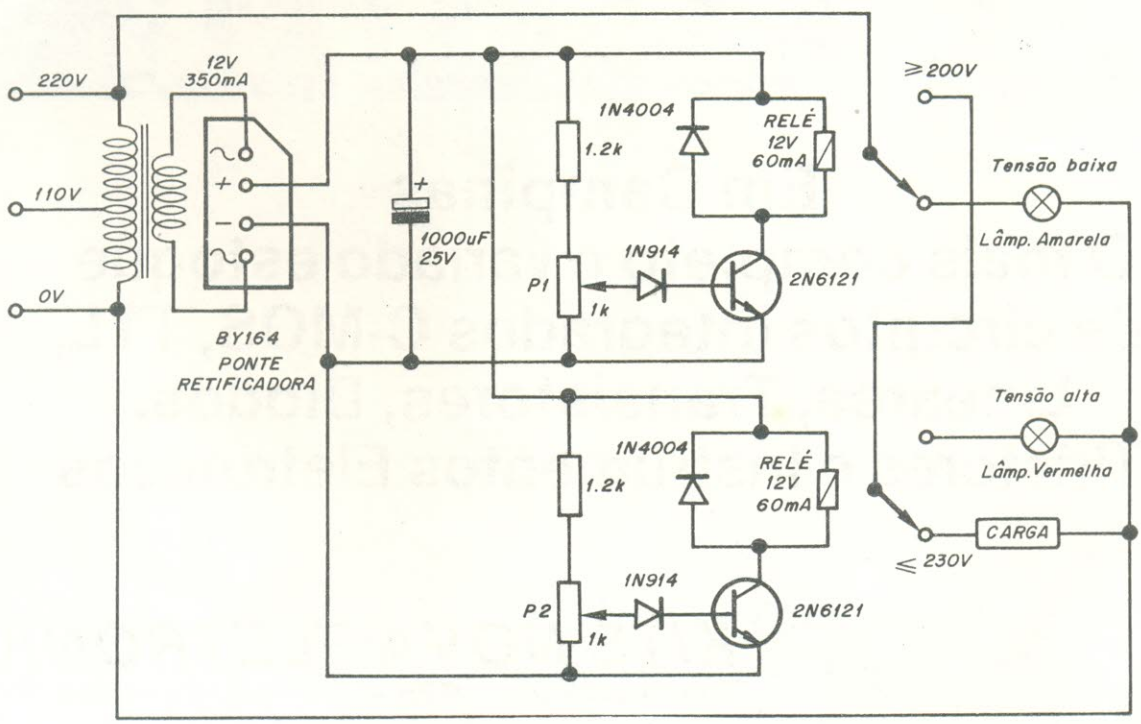
Concluí a montagem de um circuito de proteção automática e como funcionou perfeitamente bem, gostaria de vê-lo publicado em sua revista, para todos os leitores que estiverem com esse tipo de problema.
O circuito é bastante simples e necessita apenas dois ajustes:

1. Com uma tensão de entrada ≃ 200 V CA, ajustar P1 de modo que o relê correspondente energize, fazendo com que a carga seja alimentada através de seus contatos;

2. Com uma tensão de entrada ≃ 230 V CA, ajustar P2 de modo que o relê correspondente energize, fazendo com que a carga seja desligada de seus contatos.

Quanto à carga, deverá ser respeitada a capacidade dos contatos do relê utilizado. Os relês serão desenergizados com uma tensão 20 V inferior àquela em que foram energizados.

Obs.: *Este circuito nos foi oferecido para ser publicado na seçãc "Idéias do lado de lá". Devido às suas características, porém, tomamos a liberdade de incluí-lo na série nacional da "Prancheta".*



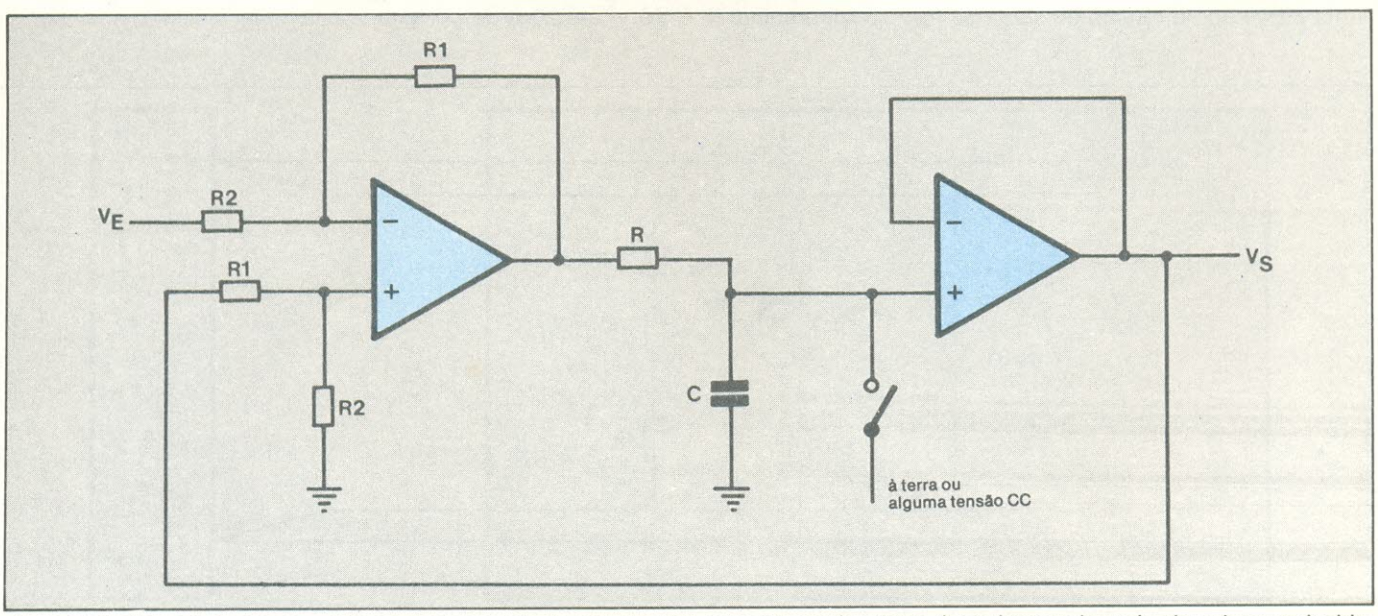
engenharia

PRANCHETA do PROJETISTA

Integrador com dois amplificadores estende o desempenho da temporização

Nabil R. Bechai
Leigh Controls Ltd., Ottawa, Canadá

O integrador convencional consiste, normalmente, de um único operacional e de uma rede RC, para se obter a constante de tempo desejada. Apesar de simples, tal abordagem pode tornar-se problemática, se a necessidade estiver voltada para constantes muito elevadas ou reduzidas de tempo. ▷



Uma ampla faixa de tempos — Um operacional a mais permite que a constante de tempo deste integrador seja elevada ou reduzida pelos resistores R1 e R2, obtendo-se assim períodos excepcionalmente curtos ou longos. A constante de tempo, no caso, é igual a (R2/R1)RC, ao invés da tradicional RC. As condições iniciais desejadas para o capacitor podem ser estabelecidas pela simples comutação da chave, que pode estar ligada à terra (no caso de carga inicial nula) ou a alguma tensão CC.

O integrador da figura, porém, simplifica a obtenção de períodos bastante longos ou bastante curtos, graças à relação existente entre seus componentes de temporização. A tensão de saída do integrador é dada por:

$$V_S \simeq \frac{R1}{RxCxR2}\int V_e\, dt$$

enquanto a constante de tempo é igual a (R2/R1)RC. A linearidade do circuito torna-se muito boa quando no lugar de R1 e R2 se utiliza resistores de precisão (± 0,1%).

Apesar de necessitar de um segundo operacional, este integrador oferece algumas vantagens adicionais. Ele permite, por exemplo, que as condições iniciais sejam rapidamente estabelecidas; isto porque a chave, ligada à terra ou a alguma tensão CC, é capaz de impor uma ou outra condição inicial ao capacitor, através de uma simples comutação.

Além do mais, quando a chave é fechada, o integrador não tem sua saída em curto-circuito, fazendo o operacional de saída operar como um seguidor de tensão. Nos integradores convencionais, a chave de condição inicial é normalmente instalada em paralelo ao capacitor, que fica localizado no laço de realimentação do operacional. Quando a chave é comutada, então, a saída desses integradores fica ligada diretamente à entrada inversora do operacional.

O período de integração do circuito com dois amplificadores aqui descrito pode descer até 1 ns ou subir a 1000 s. A largura de banda depende dos operacionais utilizados. Para operação em altas frequências, recomenda-se o LM318, da National, e o CA3100, da RCA. □

Circuito de proteção crowbar *age diretamente na tensão de carga*

Thomas E. Skopal
Acopian Corp., Pensilvânia

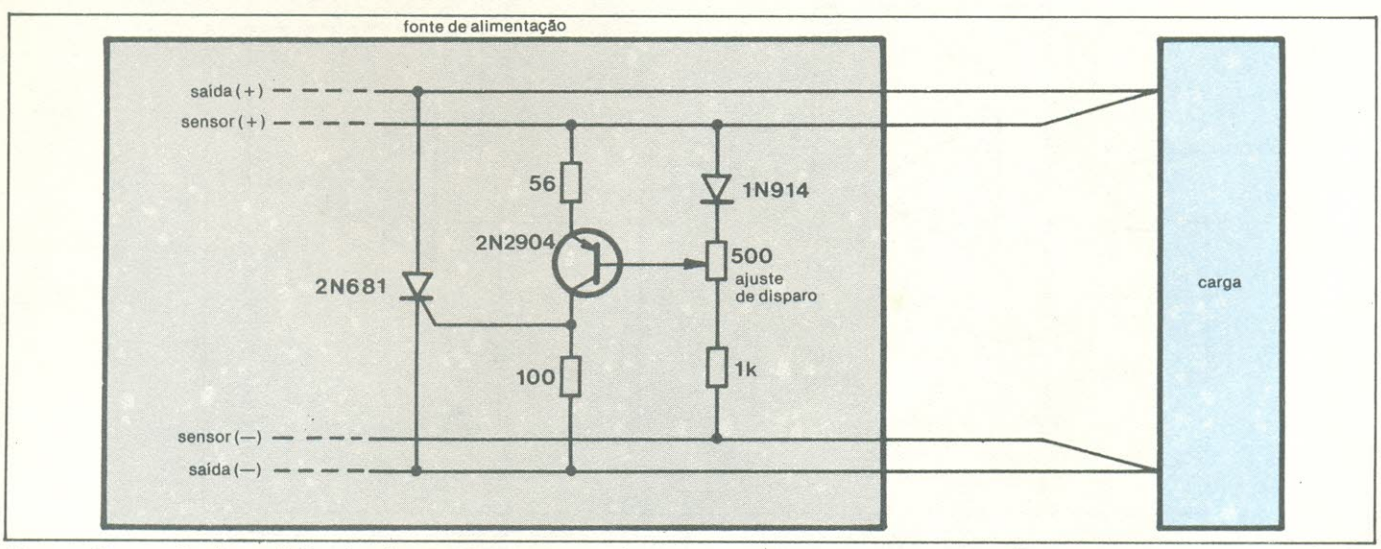
É possível reduzir o ponto de disparo de um circuito *crowbar*, de proteção contra sobretensão em fontes de alimentação, sem elevar a sensibilidade do mesmo aos transientes. O artifício reside em fazer com que o circuito aja sobre a tensão da carga, e não sobre a tensão de saída da fonte, como se costuma ver.

Para que possa proporcionar a máxima proteção, esse tipo de circuito é normalmente ajustado bem próximo à tensão de operação requerida pela carga. Geralmente, adota-se um ajuste de compromisso, 15% acima daquela tensão, para evitar disparos espúrios através de transientes comuns, que iriam interferir com a operação normal do sistema.

Entretanto, o projetista defronta-se com um dilema quando a queda de tensão na saída da fonte excede 2 ou 3% da tensão de saída — uma ocorrência bastante comum em fontes lógicas de baixa tensão e correntes elevadas. Se, por um lado, ele resolver compensar essas quedas com uma elevação na tensão de saída da fonte, o diferencial ficará reduzido e a sensibilidade do *crowbar* aos transientes resultará aumentada; e se pelo outro, o ajuste do *crowbar* for elevado de nível, a fim de manter o mesmo diferencial, a proteção da carga vai ficar degenerada.

Todo esse conflito pode ser resolvido pelo uso do circuito *crowbar* de 4 terminais que aparece na figura. Ele atua diretamente na tensão da carga de uma forma parecida à dos sensores remotos, que compensam automaticamente as quedas ocasionadas por fios longos. Assim, o ponto de disparo do *crowbar* é uma função da tensão "vista" pela carga, não sendo afetado pela amplitude das quedas nos fios. E como as conexões sensoras do circuito partilham as linhas de detecção com o regulador da própria fonte, não há necessidade de fiação adicional.

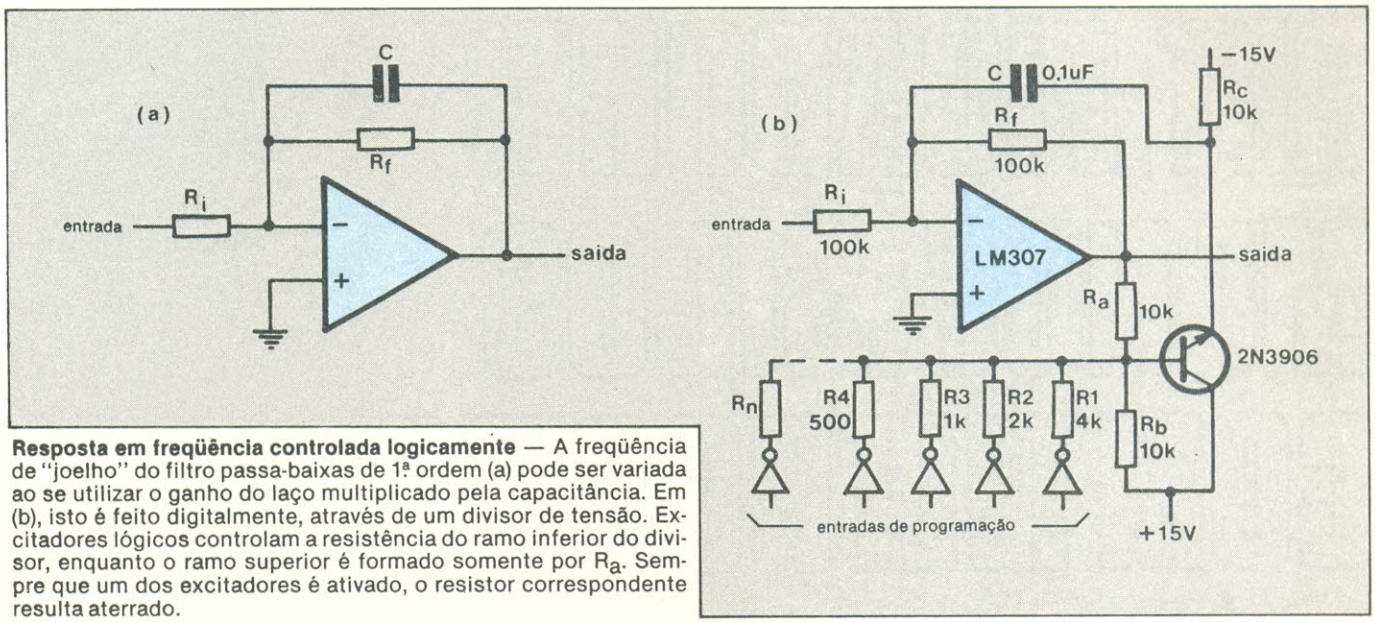
O diodo incluído no circuito proporciona compensação térmica para o transistor. Os valores fornecidos são adequados para fontes cujas saídas caiam na faixa entre 4 e 10 V, até 20 A de corrente. □



Uma melhor proteção — Este circuito *crowbar* protege a fonte contra sobretensões, ao atuar diretamente na carga, ao invés de fazê-lo na tensão de saída da fonte, que é a forma mais usual. Isto significa que a detecção de sobretensão não é afetada pelas quedas de tensão da fiação, e também que não houve aumento de sensibilidade a transientes. Os componentes mostrados se adaptam a uma fonte de 4 a 10 V e até 20 A.

Um filtro analógico que pode ser programado digitalmente

Leonard M. Smithline
Lansing Research Corp., Nova Iorque



Resposta em freqüência controlada logicamente — A freqüência de "joelho" do filtro passa-baixas de 1ª ordem (a) pode ser variada ao se utilizar o ganho do laço multiplicado pela capacitância. Em (b), isto é feito digitalmente, através de um divisor de tensão. Excitadores lógicos controlam a resistência do ramo inferior do divisor, enquanto o ramo superior é formado somente por R_a. Sempre que um dos excitadores é ativado, o resistor correspondente resulta aterrado.

A resposta em frequência de um filtro analógico pode ser selecionada digitalmente., com a resolução e precisão de uma sintonia resistiva e a estabilidade em CC de um sintonia capacitiva. Este filtro aceita níveis TTL, possibilitando seu controle direto por computador e tornando-se ideal para sistemas chaveados eletronicamente. Além disso, o filtro é também competitivo, em termos de custo, com os filtros chaveados mecanicamente, especialmente se deve atuar como um filtro de ordem elevada.

Um simples filtro passa-baixas, de primeira ordem, aparece em (a). A frequência de "joelho" desse circuito é determinada pela proporção (α) da tensão de saída do amplificador (V) aplicada ao capacitor de realimentação (C). Já que o efeito de se aplicar uma tensão α V a um capacitor C é o mesmo (ou seja, produz a mesma corrente de realimentação) que ocorre quando se aplica uma tensão V a um capacitor α C, o valor do capacitor resulta, de qualquer forma, multiplicado por α . Portanto, a frequência de "joelho" do filtro pode ser representada assim:

$$\omega o = 1/\alpha \; R_f C$$

onde R_f é o resistor de realimentação. O ganho total em CC do circuito não é afetado pelo ganho α do laço.

A multiplicação da capacitância C pelo ganho α pode ser utilizada para controlar a frequência de "joelho" do filtro, como se pode verificar em (b). Neste outro circuito, a frequência de "joelho" é determinada por uma série de entradas lógicas, através de um divisor de tensão. O resistor R_a constitui o ramo superior desse divisor, enquanto a resistência do ramo inferior é selecionada pelo acionamento de um dos inversores TTL. Assim que uma entrada lógica ativa um dos excitadores, o resistor correspondente é aterrado.

O resistor R_b fornece a tensão de polarização adequada aos excitadores. O transistor, ligado como seguidor de emissor, reduz a resistência do divisor de tensão, que é refletida para cima, ficando em série ao capacitor C. Essa resistência equivalente de Thevenin (R_T) é dividida pelo ganho de corrente (β) do seguidor de emissor. Para que o circuito funcione corretamente,

R_T/β deve ser bem menor que $R_i//R_f$

onde R_i é o resistor de entrada. Como os níveis CC dos excitadores e do transistor estão bloqueados pelo capacitor, não surgiu necessidade de qualquer circuito estabilizador de polarização.

Se desprezarmos os efeitos do resistor R_C de polarização, o ganho programável α pode ser escrito da seguinte forma:

$$\alpha = 1/[1 + (Ra/R_b) + \sum R_a G_i]$$

onde G_i representa a condutância dos resistores R1 a Rn, selecionados pelos excitadores. Assim, a frequência de "joelho" do filtro torna-se, então:

$$\omega b = \omega o \, (k + \sum R_a G_i)$$

onde $\omega o = 1/R_f C$ $\quad k = 1 + (R_a/R_b)$

A frequência de partida do filtro — ou seja, a frequência de "joelho" sem nenhum dos excitadores ativados — é igual a k ωo. E cada incremento sobre essa frequência, à medida em que cada excitador for ativado, é igual a $\omega o R_a G_i$.

Como o efeito dos excitadores é cumulativo, o filtro pode ser programado para aceitar tanto os códigos binários padrão como entradas BCD. Para os valores indicados na figura, ωo é de 100 radianos/s, K é igual a 2, a frequência de partida é de 200 rad/s e os incrementos, de 250 rad/s.

Além de tudo, a abordagem demonstrada aqui pode ser estendida facilmente a filtros de ordem superiores, através do uso de configurações de filtros biquadrados ou de variável de estado. □

© Copyright Electronics International

CIRCUITOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM FILTROS RC

1.ª parte — Teoria

Alexander Lieders

INTRODUÇÃO

Uma combinação retificador-filtro RC parece, à primeira vista, um circuito bastante simples. A análise, porém, logo nos prova o contrário. A natureza desse problema é sintetizada por Martin (ref. 1):

"O retificador de meia onda a diodo, com filtro RC, é um circuito eletrônico comum e um dos mais simples em sua aparência. Mas essa aparência é enganosa, pois já provou ser um circuito excepcionalmente difícil de se tratar analiticamente. De fato, pelo que sei, nunca houve uma análise bem sucedida em um circuito prático desse tipo. É claro que certos casos hipotéticos já foram abordados em quase todos os livros especializados, apesar dos resultados obtidos serem de pouco uso prático, pois as simplificações introduzidas não são válidas para circuitos práticos. A dificuldade em se abordar o circuito não é de ordem técnica, pois ficará claro, mais à frente, que a operação do mesmo pode ser definida com bastante precisão. O problema, ao contrário, reside principalmente no tedioso trabalho de construir soluções gráficas para equações transcendentes, de executar numerosas integrações, e assim por diante".

Mais à frente em sua explanação, Martin nos diz:

"Ficou bem evidente, pela análise precedente, ser possível computar os vários valores de interesse dos retificadores com filtros RC, apesar de se constituir numa tarefa bastante demorada. Felizmente, Schade montou um preciso conjunto de *determinações experimentais* (grifo do autor) e tabulou seus resultados em um sistema universal de parâmetros adimensionais".

O trabalho original de Schade pode ser encontrado na revista citada na referência 2.

A análise matemática, no entanto, torna-se relativamente simples se adotarmos a suposição de que o capacitor do filtro carrega-se e descarrega-se linearmente; uma suposição plenamente justificada, desde que o produto RC do filtro seja bem maior que o período da tensão de rede. Além disso, mesmo quando tal produto não chega a ter valores superiores ao período da tensão de rede, a aplicação dessa suposição fornece resultados que correspondem com boa aproximação aos valores medidos.

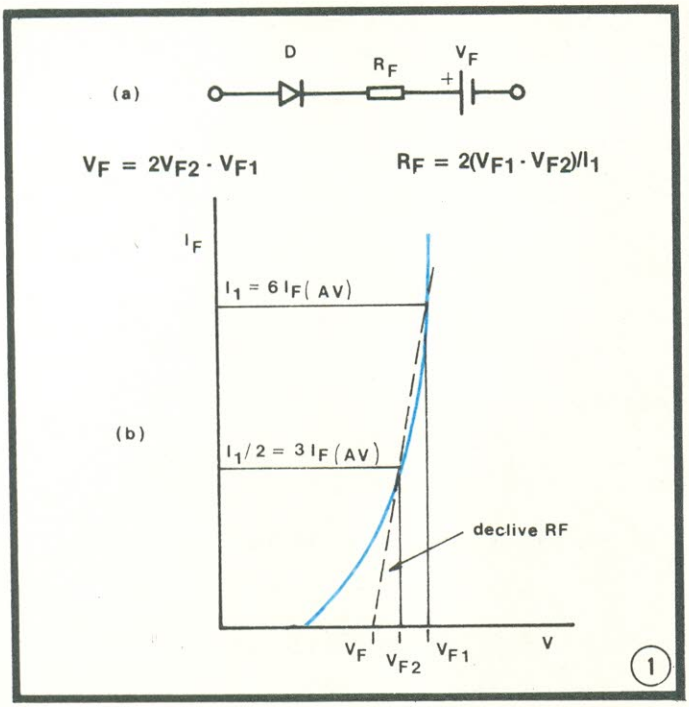
Uma análise em tal base foi feita, em primeiro lugar, por Kammerloher (ref. 3), que investigou os circuitos retificadores a válvula (ou termoiônicos). Infelizmente, nesse caso, nem todas as expressões necessárias foram apresentadas. Foi omitida, principalmente, a expressão que trata da corrente direta repetitiva de pico; aparentemente, não era tão importante nos retificadores a válvula. Pode-se demonstrar ainda, que a expressão de Kammerloher para a corrente RMS do diodo está incorreta, pois foi obtida a partir da potência ativa dissipada por todo o circuito, e não diretamente da corrente que flui através do próprio retificador.

Os nomogramas fornecidos por Schade são válidos para retificadores termoiônicos e as tentativas de adaptá-los aos retificadores de silício não tiveram o sucesso esperado (ref. 4 e 5). Isto vale especialmente para os circuitos de baixa tensão, onde a queda direta de tensão sobre o diodo não pode ser ignorada. Sob tais circunstâncias, os valores obtidos diferem significativamente das medições.

A análise fornecida na primeira parte deste artigo apresenta equações relativamente simples, para o projeto de circuitos retificadores. Na segunda parte (a ser publicada na próxima edição), procura-se mostrar que os valores obtidos concordam com os valores medidos. A segunda parte apresentará, também, um conjunto de nomogramas, obtidos a partir das equações,permitindo executar projetos em um tempo mínimo e visualizar facilmente os efeitos de variações nos valores dos componentes.

O circuito retificador

Para os objetivos desta análise, o retificador a semicondutor será representado pelo circuito equivalente da figura 1a. Uma fonte V_F de tensão está conectada em série com um diodo ideal, o qual apresenta resistência direta nu-



(a) Circuito equivalente para o diodo retificador, utilizado como modelo para fins de cálculo.
(b) Método para se determinar os parâmetros do circuito equivalente, a partir das características publicadas sobre o diodo.

la e resistência reversa infinita, e também com uma resistência R_F, de valor fixo. Os valores desse circuito são obtidos das características de um retificador real, que aparece na figura 1b. Observe que o valor de V_F deve ser determinado por extrapolação, conforme nos mostra a figura 1b; por isso, não é o V_F dado nos valores publicados.

Na Tabela I, temos uma lista de símbolos utilizados neste artigo. Os símbolos referentes a parâmetros de diodos retificadores, em geral, estão de acordo com a recomendação nº 148 da IEC.

Os valores estão todos expressos em unidades SI, exceto onde houver alguma informação contrária.

O circuito equivalente

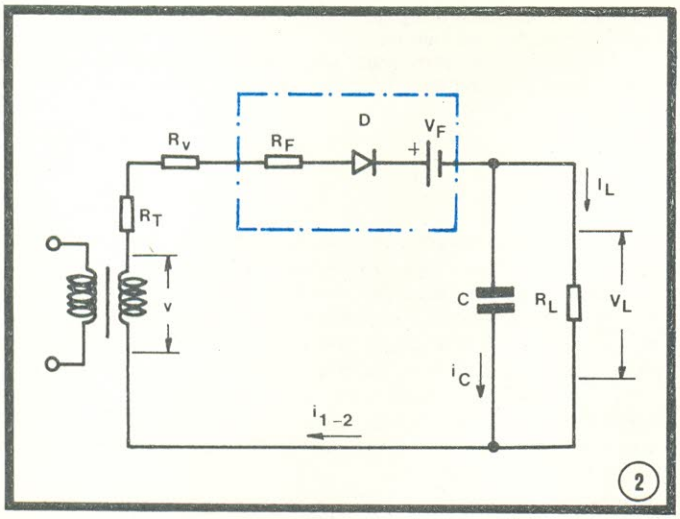
O circuito equivalente para um circuito retificador de meia onda com filtro RC, exibido na figura 2, é utilizado como base da análise, que será depois estendida para cobrir outros sistemas retificadores. A indutância de fuga do trasnformador é ignorada. A resistência R_S da fonte é a so- ▷

TABELA I

Relação de símbolos utilizados na análise

SIMBOLO	DEFINIÇÃO
C	capacitor do filtro
D	diodo do filtro
f	frequência da rede
$I_{C(RMS)}$	valor RMS da corrente de *ripple* do capacitor
$I_{F(AV)}$	corrente direta média pelo diodo
$I_{F(AV)max}$	valor máximo permitido para a corrente média direta do diodo
I_{FIM}	máxima corrente de surto
I_{FRM}	corrente direta de pico, repetitiva, através do diodo
I_L	corrente de carga
I_{RMS}	valor RMS da corrente do diodo
$i_{1\text{-}2}$	valor instantâneo da corrente por R_S durante o período 1-2
P_D	dissipação em potência do diodo retificador
P_V	dissipação em potência do resistor limitador
Q	carga elétrica
R_F	resistência direta do diodo (definida na fig. 1)
R_{FD}	resistência direta do diodo (definida por métodos tradicionais)
R_L	resistência da carga
R_S	resistência da fonte ($R_T + R_V + R_F$ ou $R_T + R_V + 2R_F$)
R_T	resistência do transformador vista do secundário
R_V	resistência limitadora
r	fator de *ripple* ($V_{C(RMS)}/V_L$)

SIMBOLO	DEFINIÇÃO
T	período da tensão da rede
t	tempo
V_{CM}	valor de pico da tensão de *ripple* num dobrador
$V_{C(RMS)}$	valor RMS da tensão de *ripple* do capacitor
V_F	tensão direta do diodo (definida na fig. 1)
V_{FD}	tensão direta do diodo (definida por métodos tradicionais)
V_L	valor médio da tensão flutuante retificada
V_M	tensão secundária de pico
V_{RMS}	valor RMS da tensão de entrada do filtro
V_{RWM}	tensão de trabalho, de crista, no diodo
v	tensão secundária em circuito aberto, no transformador
v_L	valor instantâneo da tensão retificada
v_n	porção negativa retificada e invertida da entrada de um filtro para dobrador
v_p	porção retificada positiva da entrada de um filtro para dobrador
v_1	valor mínimo de v_L
v_2	valor máximo de v_L
x	$= \omega t$
α	metade do ângulo de condução
δ	defasagem entre o pico da tensão senoidal de entrada e a metade do ângulo de condução
ϕ	$= \alpha - x$
ω	frequência angular da rede



ma de R_T (resistência do transformador, vista pelo secundário), R_F (resistência direta do diodo) e R_V (valor do resistor de limitação). Observe que não há necessidade de um resistor limitador separado, caso as outras resistências do circuito sejam suficientemente elevadas.

Operação do circuito

A figura 3 nos mostra as formas de ondas das tensões presentes na parte retificadora e na de filtragem, onde se assumiu que o capacitor de filtro ganha e perde linearmente sua carga. A tensão instantânea em circuito aberto (v), no secundário do transformador, é dada por:

$$v = V_M \cos(\omega t - \delta),$$

onde V_M é a tensão secundária de pico, enquanto os outros símbolos tem sua significação usual.

O diodo D conduz apenas durante os intervalos 1-2 e 1'-2', quando $v > (v_L + V_F)$. O capacitor C é carregado sempre que o diodo conduz e descarrega-se através da carga R_L durante o intervalo 2-1'. Apesar das curvas de carga e descarga serem exponenciais, ambas podem ser aproximadas para linhas retas, conforme a figura 3. Como o intervalo em que o capacitor se carrega (1-2) é menos longo que o intervalo em que se descarrega (2-1'), o valor de pico da corrente de carga deve ser consideravelmente maior que o valor de I_L, que é a corrente média em R_L.

O ângulo de condução do diodo, 2α, tem como bissetriz o eixo das ordenadas da figura 3, que está distanciado do ponto máximo da cossenóide por uma defasagem δ.

Todas as equações necessárias ao projeto de um retificador com filtro RC serão montadas por intermédio da figura 3. Duas grandezas são fundamentais à análise: o ângulo de meia condução α, que é uma função de R_S/R_L, e a defasagem δ, que depende de α, ω, C e R_L.

A figura 3 nos mostra que:

$$v_1 = V_M \cos(-\alpha - \delta) - V_F,$$

$$= V_M \cos(\alpha + \delta) - V_F, \qquad (1)$$

e ainda:

$$v_2 = V_M \cos(\alpha - \delta) - V_F. \qquad (2)$$

Já que estamos assumindo carga e descarga lineares para o capacitor, temos que:

$$V_L = \frac{V_1 + v_2}{2},$$

$$= V_M \frac{\cos(\alpha + \delta) + \cos(\alpha - \delta)}{2} - V_F$$

$$= V_M \cos\alpha \cos\delta - V_F,$$

que pode ser disposto de outra forma:

$$V_M = \frac{V_L + V_F}{\cos\alpha \cos\delta}. \qquad (3)$$

Da figura 3 podemos deduzir ainda que:

$$v = V_M \cos(x - \delta).$$

Substituindo pelo valor de V_M da equação 3, vamos obter:

$$v = \frac{V_L + V_F}{\cos\alpha \cos\delta} \cos(x - \delta). \qquad (4)$$

Combinando as equações 1, 2 e 3, temos como resultado uma expressão para a tensão de *ripple* pico a pico:

$$v_2 - v_1 = 2V_M \operatorname{sen}\alpha \operatorname{sen}\delta,$$

$$= 2(V_L + V_F) \operatorname{tg}\alpha \operatorname{tg}\delta \qquad (5)$$

de onde obtemos, como se pode ver pela figura 3:

$$v_L = \left(\frac{(V_L + V_F) \operatorname{tg}\alpha \operatorname{tg}\delta}{\alpha} \right) x + V_L, \qquad (6)$$

durante o intervalo entre 1 e 2.

O valor instantâneo da corrente que flui por R_S, durante o período correspondente ao ângulo de condução 2α, é igual a:

$$i_{1-2} = \frac{v - v_L - V_F}{R_s},$$

a qual, juntamente com as equações 4 e 6, nos dá:

$$i_{1-2} = \frac{V_L + V_F}{R_s} \left(\frac{\cos(x - \delta)}{\cos\alpha \cos\delta} - \frac{\operatorname{tg}\alpha \operatorname{tg}\delta}{\alpha} x - 1 \right) \qquad (7)$$

A carga que flui por R_S, durante o mesmo intervalo, é igual a:

$$Q = \int_{-\alpha/\omega}^{+\alpha/\omega} i_{1-2}\,dt = \frac{1}{\omega}\int_{-\alpha}^{+\alpha} i_{1-2}\,dx \qquad (8)$$

substituindo-se x por ωt. Sob condições estáveis, a mesma carga é drenada por R_L, durante o período $T = 2\pi/\omega$ da tensão da rede. Assim:

$$Q = I_L\,T = I_L\,2\pi/\omega\,. \qquad (9)$$

Igualando as equações 8 e 9 e incluindo a equação 7, vamos ter:

$$I_L = \frac{1}{2\pi}\int_{-\alpha}^{+\alpha} i_{1-2}\,dx\,,$$

$$= \frac{V_L + V_F}{2\pi R_s}\int_{-\alpha}^{+\alpha}\left(\frac{\cos(x-\delta)}{\cos\alpha\cos\delta} - \frac{tg\alpha\,tg\delta}{\alpha}\,x - 1\right)dx$$

Após a integração:

$$I_L = \frac{V_L + V_F}{\pi R_s}\,(tg\alpha - \alpha)\,. \qquad (10)$$

que é independente de δ. Fazendo $I_L = V_L/R_L$, teremos:

$$\frac{\pi}{tg\alpha - \alpha} = \frac{V_L + V_F}{V_L}\cdot\frac{R_L}{R_S}\,. \qquad (11)$$

Expressão relativa a δ

A carga recebida por C durante o intervalo 1-2 também pode ser representada da seguinte forma:

$$Q = (v_2 - v_1)\,C\,. \qquad (12)$$

Substituindo pela equação 5, aparece:

$$Q = 2C(V_L + V_F)\,tg\alpha\,tg\delta \qquad (13)$$

Novamente, sob condições estáveis, essa carga é drenada por R_L, durante intervalo 2-1', fornecendo:

$$Q = I_L t_{2-1'}$$

$$= \frac{V_L}{R_L}\,\frac{2(\pi - \alpha)}{\omega} \qquad (14)$$

As equações 13 e 14, juntas, fornecem uma expressão para tg δ :

$$tg\delta = \frac{\pi - \alpha}{\omega C R_L\,tg\alpha}\cdot\frac{V_F}{V_L + V_F} \qquad (15)$$

▷

RELÉS

CHRISTIAN-ZETTLER

Avenida Eduardo R. Daher, 155
Fones: 495-2917 495-2918
495-2919 e 495-2856
Itapecerica da Serra, SP

Agora que temos as expressões referentes a α e δ, podemos então montar as outras equações, necessárias ao projeto do retificador de meia onda com filtro RC.

A esta altura, é conveniente introduzir uma quantidade A, adimensional.

$$A = \frac{V_L + V_F}{V_L} \cdot \frac{R_L}{R_s}$$

para o circuito retificador de meia onda. Os valores, de α como função de A, estão tabulados na Tabela 2.

TABELA II *Valores de α como função de A*

segundo ou (se o primeiro dígito for 1) terceiro dígito mais significativo de A

A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0.6	1.4217	1.4197	1.4178	1.4159	1.4139	1.4120	1.4101	1.4082	1.4064	1.4045
0.7	1.4026	1.4008	1.3990	1.3971	1.3953	1.3935	1.3918	1.3900	1.3982	1.3865
0.8	1.3847	1.3830	1.3813	1.3795	1.3778	1.3761	1.3745	1.3728	1.3711	1.3695
0.9	1.3678	1.3662	1.3645	1.3629	1.3613	1.3597	1.3581	1.3565	1.3549	1.3534
1.0	1.3518	1.3503	1.3487	1.3472	1.3457	1.3441	1.3426	1.3411	1.3396	1.3381
1.1	1.3367	1.3352	1.3337	1.3323	1.3308	1.3294	1.3279	1.3265	1.3251	1.3237
1.2	1.3223	1.3209	1.3195	1.3181	1.3167	1.3153	1.3139	1.3126	1.3112	1.3099
1.3	1.3085	1.3072	1.3059	1.3045	1.3032	1.3019	1.3006	1.2993	1.2980	1.2967
1.4	1.2954	1.2942	1.2929	1.2916	1.2904	1.2891	1.2879	1.2866	1.2854	1.2842
1.5	1.2829	1.2817	1.2805	1.2793	1.2781	1.2769	1.2757	1.2745	1.2733	1.2721
1.6	1.2709	1.2698	1.2686	1.2674	1.2663	1.2651	1.2640	1.2629	1.2617	1.2606
1.7	1.2595	1.2583	1.2572	1.2561	1.2550	1.2539	1.2528	1.2517	1.2506	12495
1.8	1.2484	1.2473	1.2563	1.2452	1.2441	1.2431	1.2420	1.2409	1.2399	1.2389
1.9	1.2378	1.2368	1.2357	1.2347	1.2337	1.2327	1.2316	1.2306	1.2296	1.2286
2	1.2276	1.2177	1.2082	1.1991	1.1902	1.1816	1.1733	1.1652	1.1574	1.1498
3	1.1424	1.1352	1.1282	1.1214	1.1148	1.1083	1.1020	1.0959	1.0899	1.0840
4	1.0783	1.0727	1.0673	1.0619	1.0567	1.0516	1.0466	1.0417	1.0368	1.0321
5	1.0275	1.0229	1.0185	1.0141	1.0098	1.0056	1.0015	0.9974	0.9934	0.9895
6	0.9856	0.9818	0.9781	0.9744	0.9708	0.9672	0.9637	0.9603	0.9569	0.9535
7	0.9502	0.9470	0.9438	0.9406	0.9375	0.9344	0.9314	0.9184	0.9254	0.9225
8	0.9197	0.9168	0.9140	0.9113	0.9086	0.9059	0.9032	0.9006	0.8980	0.8954
9	0.8929	0.8904	0.8879	0.8855	0.9931	0.8807	0.8783	0.8760	0.8737	0.8714
10	0.8692	0.8669	0.8647	0.8625	0.8604	0.8582	0.8561	0.8540	0.8520	0.8499
11	0.8479	0.8459	0.8439	0.8419	0.8400	0.8380	0.8361	0.8342	0.8323	0.8305
12	0.8286	0.8268	0.8250	0.8232	0.8214	0.8197	0.8179	0.8162	0.8145	0.8128
13	0.8111	0.8094	0.8078	0.8061	0.8045	0.8029	0.8013	0.7997	0.7981	0.7966
14	0.7950	0.7935	0.7919	0.7904	0.7889	0.7874	0.7860	0.7845	0.7831	0.7816
15	0.7802	0.7788	0.7774	0.7760	0.7746	0.7732	0.7718	0.7705	0.76.91	0.7678
16	0.7664	0.7651	0.7638	0.7625	0.7612	0.7599	0.7587	0.7574	0.7561	0.7549
17	0.7537	0.7524	0.7512	0.7500	0.7488	0.7476	0.7464	0.7452	0.7441	0.7429
18	0.7417	0.7406	0.7394	0.7383	0.7372	0.7360	0.7349	0.7338	0.7327	0.7316
19	0.7305	0.7295	0.7284	0.7273	0.7263	0.7252	0.7241	0.7231	0.7221	0.7210
20	0.7200	0.7101	0.7007	0.6918	0.6834	0.6754	0.6677	0.6604	0.6534	0.6467
30	0.6403	0.6342	0.6282	0.6225	0.6170	0.6117	0.6066	0.6016	0.5969	0.5922
40	0.5877	0.5834	0.5791	0.5750	0.5710	0.5672	0.5634	0.5597	0.5562	0.5527
50	0.5493	0.5460	0.5427	0.5396	0.5365	0.5335	0.5305	0.5277	0.5248	0.5221
60	0.5194	0.5167	0.5142	0.5116	0.5091	0.5067	0.5043	0.5020	0.4997	0.4974
70	0.4952	0.4930	0.4909	0.4888	0.4867	0.4847	0.4827	0.4807	0.4788	0.4769
80	0.4750	0.4732	0.4713	0.4696	0.4678	0.4661	0.4644	0.4627	0.4610	0.4594
90	0.4578	0.4562	0.4546	0.4531	O.4516	0.4501	0.4486	0.4471	0.4457	0.4443
100	0.4428	0.4415	0.4401	0.4387	0.4374	0.4361	0.4348	0.4335	0.4322	0.4310
110	0.4297	0.4285	0.4273	0.4261	0.4249	0.4237	0.4225	0.4214	0.4203	0.4191
120	0.4180	0.4169	0.4158	0.4148	0.4137	0.4126	0.4116	0.4106	0.4095	0.4085
130	0.4075	0.4065	0.4055	0.4046	0.4036	0.4027	0.4017	0.4008	0.3998	0.3989
140	0.3980	0.3871	0.3962	0.3953	0.3945	0.3936	0.3927	0.3919	0.3910	0.3902
150	0.3893	0.3885	0.3877	0.3869	0.3861	0.3853	0.3845	0.3837	0.3829	0.3822
160	0.3814	0.3806	0.3799	0.3791	0.3784	0.3776	0.3769	0.3762	0.3755	0.3748
170	0.3741	0.3733	0.3727	0.3720	0.3713	0.3706	0.3699	0.3692	0.3686	0.3679
180	0.3673	0.3666	0.3660	0.3653	0.3647	0.3640	0.3634	0.3628	0.3622	0.3615
190	0.3609	0.3603	0.3597	0.3591	0.3585	0.3579	0.3573	0.3568	0.3562	0.3556
200	0.3550	0.3495	0.3443	0.3394	0.3347	0.3304	0.3262	0.3222	0.3184	0.3148
300	0.3114	0.3081	0.3049	0.3019	0.2990	0.2962	0.2935	0.2909	0.2884	0.2859
400	0.2836	0.2813	0.2791	0.2770	0.2749	0.2729	0.2709	0.2690	0.2672	0.2654
500	0.2636	0.2619	0.2603	0.2587	0.2571	0.2555	0.2540	0.2526	0.2511	0.2497
600	0.2484	0.2470	0.2457	0.2444	0.2432	0.2419	0.2407	0.2395	0.2384	0.2372
700	0.2361	0.2350	0.2339	0.2328	0.2318	0.2308	0.2298	0.2288	0.2279	0.2269
800	0.2260	0.2251	0.2242	0.2233	0.2224	0.2215	0.2207	0.2198	0.2190	0.2182
900	0.2174	0.2166	0.2158	0.2151	0.2143	0.2136	0.2128	0.2121	0.2114	0.2107
1000	0.2100	0.2093	0.2086	0.2079	0.2073	0.2066	0.2060	0.2054	0.2047	0.2041
1100	0.2035	0.2029	0.2023	0.2017	0.2011	0.2005	0.2000	0.1994	0.1988	0.1983
1200	0.1977	0.1972	0.1967	0.1961	0.1956	0.1951	0.1946	0.1941	0.1936	0.1931
1300	0.1926	0.1921	0.1916	0.1911	0.1907	0.1902	0.1897	0.1893	0.1888	0.1884
1400	0.1879	0.1875	0.1870	0.1866	0.1862	0.1858	0.1853	0.1849	0.1845	0.1841
1500	0.1837	0.1833	0.1829	0.1825	0.1821	0.1817	0.1813	0.1809	0.1806	0.1802
1600	0.1798	0.1794	0.1791	0.1787	0.1784	0.1780	0.1776	0.1773	0.1769	0.1766
1700	0.1763	0.1759	0.1756	0.1752	0.1749	0.1746	0.1742	0.1739	0.1736	0.1733
1800	0.1730	0.1726	0.1723	0.1720	0.1717	0.1714	0.1711	0.1708	0.1705	0.1702
1900	0.1699	0.1696	0.1693	0.1690	0.1687	0.1684	0.1681	0.1679	0.1676	0.1673
200	0.1670	0.1644	0.1618	0.1595	0.1672	0.1551	0.1531	0.1512	0.1494	0.1477

Cálculo das tensões do circuito

As tensões de entrada e de *ripple* podem ser calculadas da forma explicada adiante.

Tensão de entrada V_{RMS}

Já foi demonstrado (eq. 3) que: $V_M = \dfrac{V_L + V_F}{\cos\alpha \cos\delta}$

Portanto, se: $V_M = V_{rms}\sqrt{2}$,

concluímos então que a tensão de secundário do transformador, em circuito aberto, é dada por:

$$V_{rms} = \frac{V_L + V_F}{\sqrt{2}\ \cos\alpha \cos\delta} \qquad (16)$$

Tensão de *ripple* $V_{C(RMS)}$

O valor RMS da tensão de *ripple* tipo dente-de-serra é igual a:

$$V_{C(rms)} = \frac{v_2 - v_1}{2\sqrt{3}}$$

Empregando a equação 5, teremos:

$$V_{C(rms)} = \frac{(V_L + V_F)\ tg\alpha\ tg\delta}{\sqrt{3}} \qquad (17)$$

A razão entre $V_{C(RMS)}$ e V_L é o fator de *ripple* r:

$$r = \frac{V_{C(rms)}}{V_L} = \frac{V_L + V_F}{V_L\sqrt{3}}\ tg\alpha\ tg\delta\ . \qquad (18)$$

Cálculo da capacitância do filtro

A partir das equações 15 e 18, concluímos que a capacitância C é dada por:

$$C = \frac{\pi - \alpha}{r\omega\ R_L\sqrt{3}} \qquad (19)$$

Cálculo das correntes do circuito

Corrente RMS do diodo

Como só há corrente fluindo pelo diodo durante o intervalo 1-2, seu valor RMS é dado por:

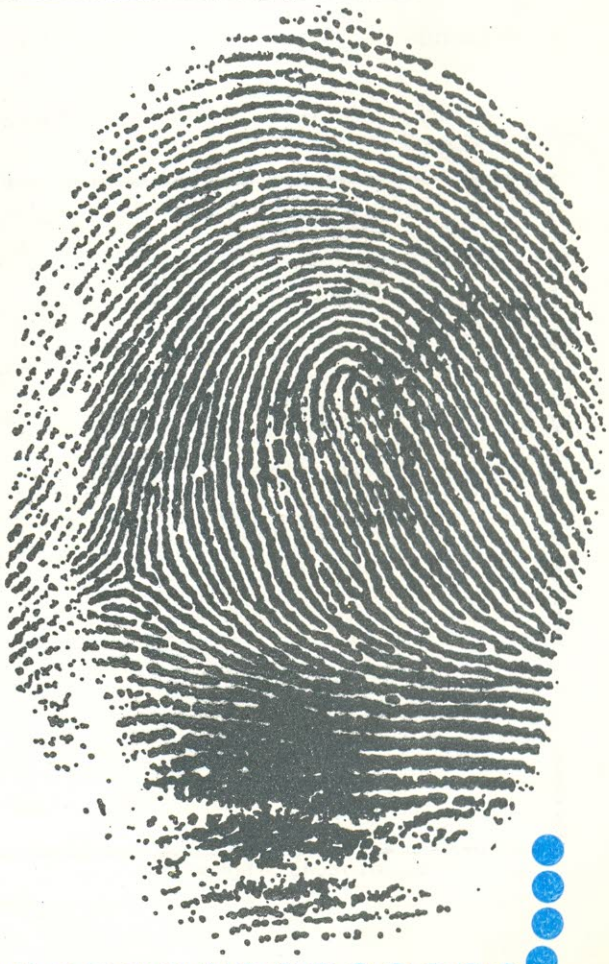
$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2{}_{1-2}\,dx\right]^{1/2} \qquad (20)$$

Elevando ao quadrado e integrando a equação 7, vamos ter:

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2{}_{1-2}\,dx = \frac{(V_L + V_F)^2}{R_s{}^2}\int_{-\alpha}^{+\alpha}\left(\frac{\cos^2(x-\delta)}{\cos^2\alpha\cos^2\delta} + \right.$$

$$+ \frac{tg^2\alpha\ tg^2\delta}{\alpha^2}x^2 + 1 - \frac{2\cos(x-\delta)\ tg\alpha\ tg\delta}{\alpha\cos\alpha\cos\delta}x -$$

$$\left. - \frac{2\cos(x-\delta)}{\cos\alpha\cos\delta} + \frac{2\ tg\alpha\ tg\delta}{\alpha}x\right)dx\ .$$



DIGITAL CADA UM TEM UMA.
MAS A NOSSA É MELHOR.
PORQUE TEM UM ESTOQUE
COMPLETO E VARIADO DE
COMPONENTES ELETRÔNICOS
E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.

DIGITAL

Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 377/383 — Porto Alegre, RS
Fone: (0512) 24-4175
TELEX 0512708 DGTL BR

Essa integração é efetuada no Apêndice I, onde é demonstrado que:

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2{}_{1-2}\,dx = \left(\frac{\pi I_L}{\cos a \cos\delta\,(\mathrm{tg}a - a)}\right)^2 (\ell + m + p) \quad (21)$$

onde

$$\ell = a + \frac{\mathrm{sen}2a\,\cos 2\delta}{2}, \quad p = 2\cos a\,\cos^2\delta\,(a\cos a - 2\,\mathrm{sen}a)$$

$$m = 2\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}^2\delta\left(\frac{a\mathrm{sen}a}{3} - \frac{2(\mathrm{sen}a - a\cos a)}{a}\right)$$

Finalmente, combinando as equações 20 e 21, obtemos:

$$I_{rms} = \frac{I_L}{\cos a\,\cos\delta\,(\mathrm{tg}a - a)}\left[\frac{(\ell + m + p)\pi}{2}\right]^{1/2} \quad (22)$$

Corrente de pico do diodo

O valor de pico de i_1-2 pode ser encontrado ao se derivar a equação 7 e igualar o resultado a zero:

$$\frac{di_{1-2}}{dx} = \frac{V_L + V_F}{R_s}\left(-\frac{\mathrm{sen}(x-\delta)}{\cos a\,\cos\delta} - \frac{\mathrm{tg}a\,\mathrm{tg}\delta}{a}\right) = 0$$

e, portanto,

$$\mathrm{sen}(\delta - x) = \frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}\delta}{a}$$

Depois, fazendo $(\delta - x) = \phi$, temos:

$$\phi = \mathrm{arc\,sen}\left(\frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}\delta}{a}\right) \quad (23)$$

de módo que:

$$x = \delta - \mathrm{arcsen}\left(\frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}\delta}{a}\right)$$

Substituindo o x da equação 7 e usando a equação 10, teremos a corrente direta repetitiva de pico:

$$I_{FRM} = \frac{\pi I_L}{\cos a\,\cos\delta\,(\mathrm{tg}a - a)} \cdot \left(\cos\phi - \frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}\delta}{a}(\delta - \phi) - \cos a\,\cos\delta\right) \quad (24)$$

Essa expressão pode ser simplificada, considerando-se primeiramente o seguinte termo:

$$\frac{\cos\phi - \frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{sen}\delta}{a}(\delta - \phi) - \cos a\,\cos\delta}{\cos\delta}$$

a partir do qual obtemos:

$$\frac{\cos\phi}{\cos\delta} - \frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{tg}\delta}{a}(\delta - \phi) - \cos a.$$

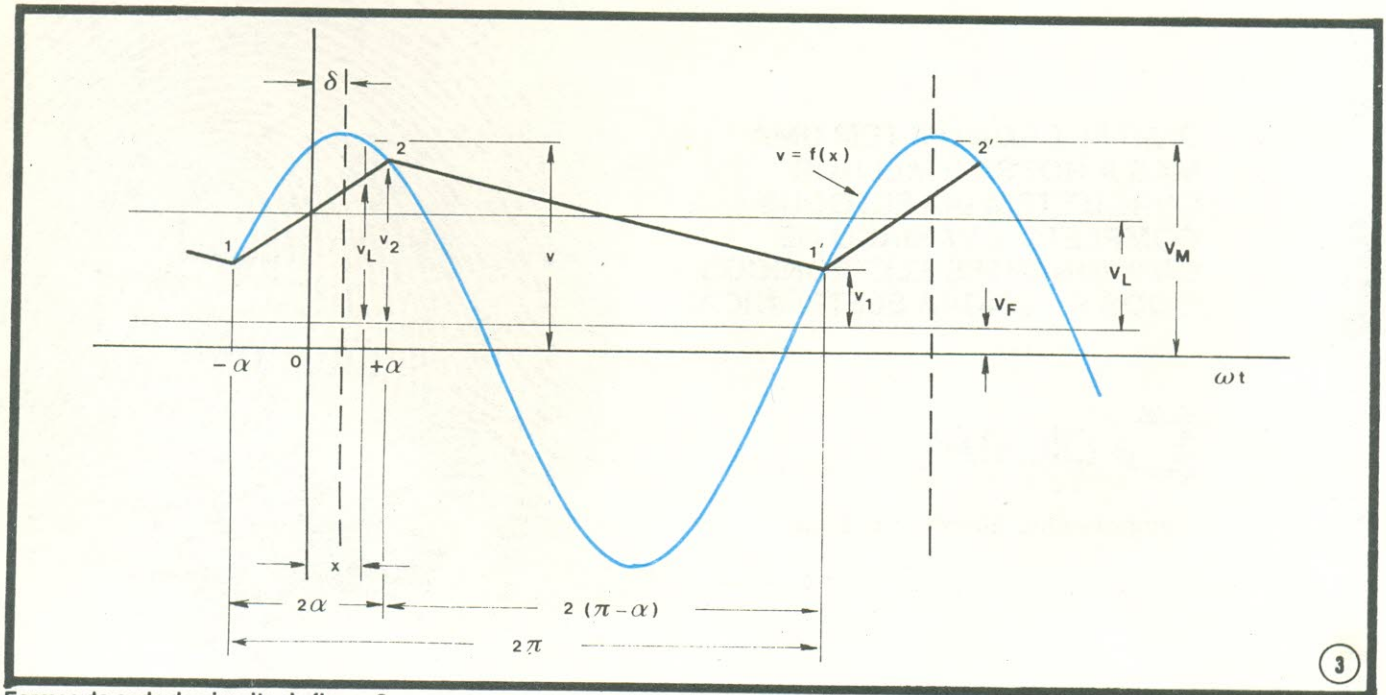
Deduzimos que, com os valores práticos do circuito:

$$\frac{\cos\phi}{\cos\delta} - \frac{\mathrm{sen}a\,\mathrm{tg}\delta}{a}(\delta - \phi) \cong 1$$

com uma precisão de 0,1%. Sendo assim, podemos simplificar a equação 24:

$$I_{FRM} = \frac{\pi I_L}{\cos a(\mathrm{tg}a - a)}(1 - \cos a). \quad (25)$$

Observe que essa expressão de I_{FRM} é independente de δ

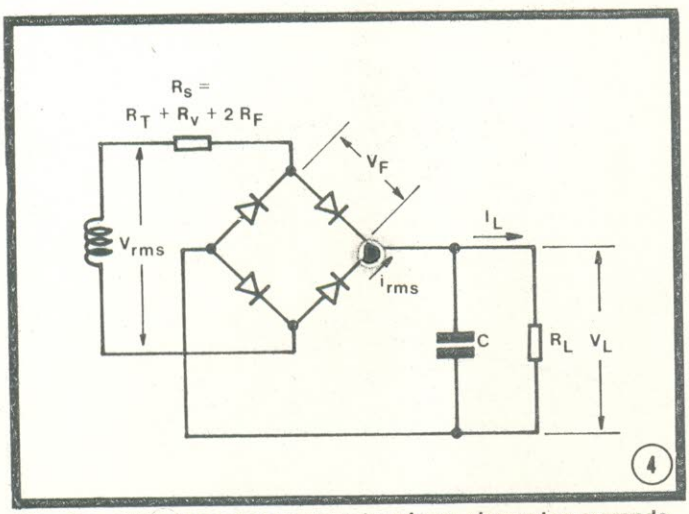


Formas de onda do circuito da figura 2.

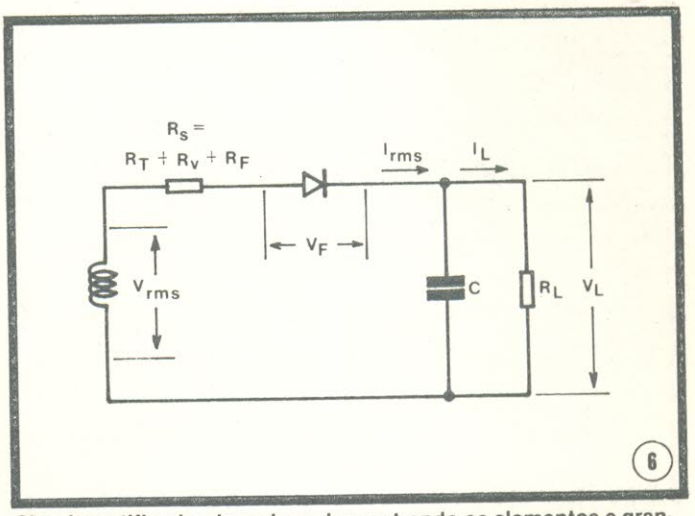
Outros circuitos retificadores

Consideramos, até aqui, apenas os retificadores de meia onda. No entanto, as expressões já obtidas podem ser prontamente adaptadas a outros circuitos retificadores. Mais adiante são fornecidas as equações de projeto dos seguintes retificadores com filtro RC:

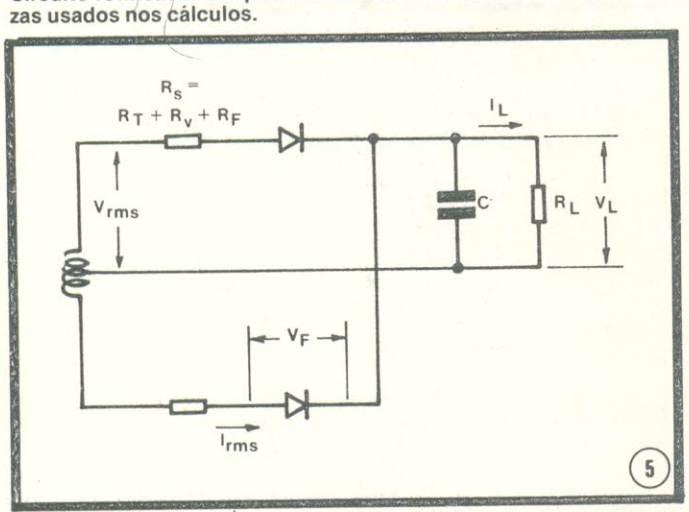
retificador em ponte (figura 4)
retificador de onda completa com derivação central no transformador (figura 5)
retificador de meia onda (figura 6)
dobrador simétrico de tensão (figura 7)



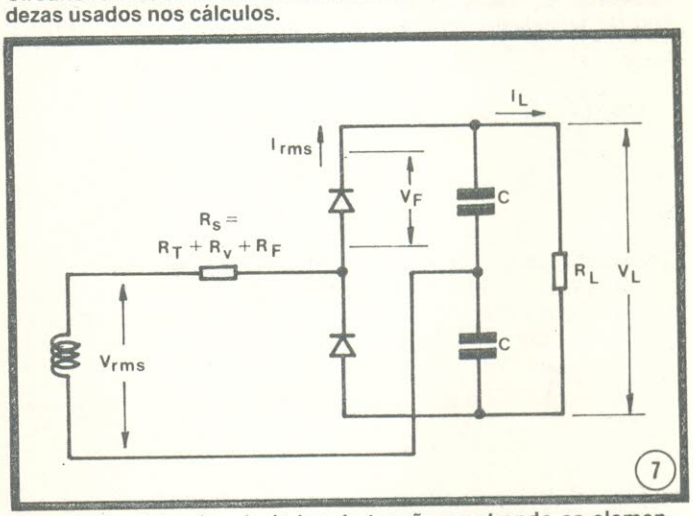
Circuito retificador em ponte mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.



Circuito retificador de meia onda mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.



Circuito retificador de onda completa mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.



Circuito do dobrador simétrico de tensão mostrando os elementos e grandezas usados nos cálculos.

Retificadores em ponte e de onda completa

Nas expressões aqui apresentadas, n = 2 para o circuito em ponte da figura 4 e n = 1 para o retificador de onda completa da figura 5.

$$A = \frac{2(V_L + nV_F)}{V_L} \cdot \frac{R_L}{R_s} \qquad (26)$$

$$tg\alpha - \alpha = \frac{\pi}{A} \qquad (27)$$

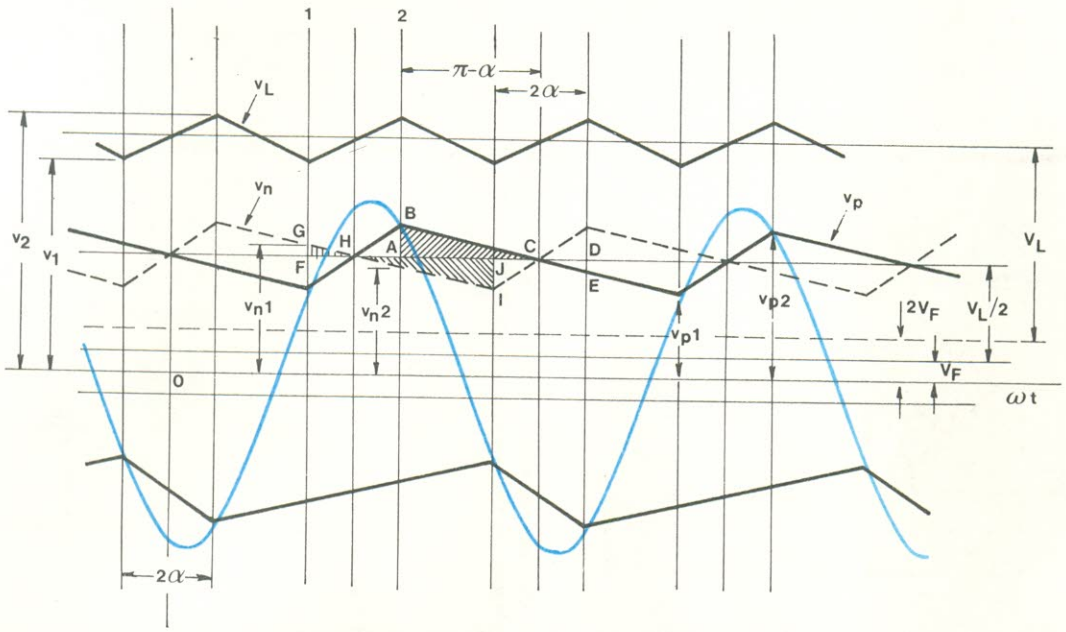
$$tg\delta = \frac{\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}{\omega C R_L tg\alpha} \cdot \frac{V_L}{V_L + nV_F} = \frac{2\,\frac{\pi}{2} - \alpha}{A\omega C R_s tg\alpha} \qquad (28)$$

$$V_{rms} = \frac{V_L + nV_F}{\sqrt{2}\,.\cos\alpha\cos\delta} \qquad (29)$$

$$r = \frac{V_L + nV_F}{V_L} \cdot \frac{tg\alpha\, tg\delta}{\sqrt{3}} = \frac{AR_s\, tg\alpha\, tg\delta}{2R_L\sqrt{3}} \qquad (30)$$

$$C = \frac{\frac{\pi}{2} - \alpha}{r\omega R_L\sqrt{3}} \qquad (31)$$

$$I_{rms} = \frac{AI_L}{2\cos\alpha\cos\delta}\left[\frac{\ell + m + p}{2\pi}\right]^{1/2} \qquad (32)$$



Formas de onda do circuito dobrador de tensão.

onde ℓ , m e p são dados pela equação 21.

$$I_{FRM} = \frac{AI_L\,(1-\cos a)}{2\cos a}. \qquad (33)$$

Retificadores de meia onda e dobradores simétricos

Nas expressões apresentadas a seguir, n = 1 para o circuito de meia onda da figura 6 e n = 2 para o dobrador simétrico da figura 7.

$$A = \frac{V_L + nV_F}{nV_L} \cdot \frac{R_L}{R_s} \qquad (34)$$

$$\mathrm{tg}a - a = \frac{\pi}{A}. \qquad (35)$$

$$\mathrm{tg}\delta = \frac{\pi - a}{\omega CR_L\,\mathrm{tg}a} \cdot \frac{nV_L}{V_L + nV_F}, \qquad (36)$$

$$= \frac{\pi - a}{A\omega CR_s\,\mathrm{tg}a}$$

$$V_{rms} = \frac{V_L + nV_F}{n\sqrt{2}\,.\cos a\cos\delta}. \qquad (37)$$

$$r = \frac{V_L + nV_F}{nV_L} \cdot \frac{\mathrm{tg}a\,\mathrm{tg}\delta}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi - na}{\pi - a}, \qquad (38)$$

$$= A\,\frac{R_s}{R_L} \cdot \frac{\mathrm{tg}a\,\mathrm{tg}\delta}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi - na}{\pi - a}.$$

Esta expressão do fator de *ripple* em um dobrador simétrico é desenvolvida no Apêndice 2.

$$C = \frac{\pi - na}{r\omega R_L\sqrt{3}}. \qquad (39)$$

$$I_{rms} = \frac{AI_L}{\cos a\cos\delta}\left[\frac{\ell + m + p}{2\pi}\right]^{1/2} \qquad (40)$$

onde ℓ , m e p são dados pela equação 21.

$$I_{FRM} = \frac{AI_L\,(1-\cos a)}{\cos a}. \qquad (41)$$

A segunda parte deste artigo irá comparar valores obtidos por meio destas equações com aqueles obtidos por métodos tradicionais e por experimentos.

Referências

1. *MARTIN, T.L., 'Electronic circuits', Prentice Hall Inc., Nova Iorque, 1961, pág. 518 a 530.*
2. *SCHADE, O.H., 'Analysis of rectifier operation', Proc. IRE, Vol. 31, n.º 7, julho 1943, pág. 341 a 361.*
3. *KAMMERLOHER, J., 'Hochfrequenztechnik III', C.F. Winter, Leipzig, 1942, pág. 189.*
4. *DAYAL, M., 'Power rectification with silicon diodes', Mullard Tecnhical Communications, Vol. 7, n.º 68, janeiro 1964, pág. 233 a 242.*
5. *'Solid-state power circuits', RCA designers handbook, technical series, Divisão de Estado Sólido da RCA, Somerville, Nova Jersei, 1971, pág. 249 a 262.*

APÊNDICE 1

Desenvolvimento da expressão para a corrente I_{RMS} do diodo

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2_{1-2}\,dx = \left(\frac{V_L + V_F}{R_s}\right)^2 \int_{-\alpha}^{+\alpha} \left(\frac{\cos^2(x-\delta)}{\cos^2 \epsilon \cos^2\delta} + \frac{tg^2 a\, tg^2\delta}{a^2}\, x^2 + 1 - \frac{2\cos(x-\delta)\, tga\, tg\delta}{a\, cosa\, cos\delta}\, x - \right.$$

$$\left. - \frac{2\cos(x-\delta)}{cosa\, cos\delta} + \frac{2tga\, tg\delta}{a}\, x\right)\, dx = \left(\frac{V_L + V_F}{R_s}\right)^2 (a + b + d - g - h + k) \qquad (42)$$

Integrando:

$$a = \frac{1}{\cos^2 a\, \cos^2\delta} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos^2(x-\delta)dx = \frac{1}{\cos^2 a\, \cos^2\delta} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \frac{1 + \cos 2(x-\delta)}{2}\, dx,$$

$$= \frac{1}{\cos^2 a\, \cos^2\delta} \left[\frac{x}{2} + \frac{sen2(x-\delta)}{4}\right]_{-\alpha}^{+\alpha} = \frac{1}{\cos^2 a\, \cos^2\delta} (a + \tfrac{1}{2}\, sen2a cos2\delta).$$

$$b = \frac{tg^2 a\, tg^2\delta}{a^2} \int_{-\alpha}^{+\alpha} x^2\, dx, \qquad d = \int_{-\alpha}^{+\alpha} dx = 2a.$$

$$= \frac{tg^2 a\, tg^2\delta}{a^2} \left[\frac{x^3}{3}\right] \int_{-\alpha}^{+\alpha} = \frac{2atg^2 a\, tg^2\delta}{3}.$$

$$g = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta} \int_{-\alpha}^{+\alpha} x\cos(x-\delta)\, dx = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta} \left[x\,sen(x-\delta) + \cos(x-\delta)\right]_{-\alpha}^{+\alpha} = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta}.$$

$$\left[a\,sen(a-\delta) + \cos(a-\delta) - \{-a\,sen(-a-\delta) + \cos(-a-\delta)\}\right] = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta} \{a\,sen(a-\delta) + \cos(a-\delta) -$$

$$- a\,sen(a+\delta) - \cos(a+\delta)\} = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta} (a\,sena\, cos\delta - a\,cosa\, sen\delta + cosa\, cos\delta + sena\, sen\delta - a\,sena\, cos\delta -$$

$$- a\,cosa\, sen\delta - cosa\, cos\delta + sena\, sen\delta) = \frac{2tga\, tg\delta}{acosa\, cos\delta} (2sena\, sen\delta - 2a\, cosa\, sen\delta) = \frac{4tga\, tg^2\delta}{acosa} (sena - a\,cosa)$$

$$h = \frac{2}{cosa\, cos\delta} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos(x-\delta)\, dx = \frac{2}{cosa\, cos\delta} \left[sen(x-\delta)\right]_{-\alpha}^{+\alpha}$$

▷

$$= \frac{2}{\cos\alpha\cos\delta}\left[\operatorname{sen}x\cos\delta - \cos x\operatorname{sen}\delta\right]_{-\alpha}^{+\alpha} = \frac{4\operatorname{sen}\alpha\cos\delta}{\cos\alpha\cos\delta} = 4\operatorname{tg}\alpha\,.$$

$$k = \frac{2\operatorname{tg}\alpha\operatorname{tg}\delta}{a}\int_{-\alpha}^{+\alpha} x\,dx = \frac{2\operatorname{tg}\alpha\operatorname{tg}\delta}{a}\left[\frac{x^2}{2}\right]_{-\alpha}^{+\alpha} = 0.$$

Inserindo essa expressões referentes a, b, d, g, h e k na equação 42, vamos ter:

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2{}_{1-2}\,dx = \left(\frac{V_L + V_F}{R_s}\right)^2 \left\{ \frac{a + \frac{1}{2}\operatorname{sen}2a\cos 2\delta}{\cos^2\alpha\cos^2\delta} + \frac{2a\operatorname{tg}^2\alpha\operatorname{tg}^2\delta}{3} + 2a - \right.$$

$$\left. - \frac{4\operatorname{tg}\alpha\operatorname{tg}^2\delta}{a\cos\alpha}(\operatorname{sen}\alpha - a\cos\alpha) - 4\operatorname{tg}\alpha \right\} = \left(\frac{V_L + V_F}{R_s\cos\alpha\cos\delta}\right)^2 \left\{ (a + \tfrac{1}{2}\operatorname{sen}2a\cos 2\delta) + \right.$$

$$\left. + \frac{2a\operatorname{sen}^2\alpha\operatorname{sen}^2\delta}{3} + 2a\cos^2\alpha\cos^2\delta - \frac{4\operatorname{sen}\alpha\operatorname{sen}^2\delta}{a}(\operatorname{sen}\alpha - a\cos\alpha) - 4\operatorname{sen}\alpha\cos\alpha\cos^2\delta \right\}$$

$$= \left(\frac{V_L + V_F}{R_s\cos\alpha\cos\delta}\right)^2 \left\{ (a + \tfrac{1}{2}\operatorname{sen}2a\cos 2\delta) + 2\operatorname{sen}\alpha\operatorname{sen}^2\delta \left(\frac{a\operatorname{sen}\alpha}{3} - \frac{2(\operatorname{sen}\alpha - a\cos\alpha)}{a}\right) + \right.$$

$$\left. + 2\cos\alpha\cos^2\delta\,(a\cos\alpha - 2\operatorname{sen}\alpha) \right\} = \left(\frac{V_L + V_F}{R_s\cos\alpha\cos\delta}\right)^2 (\ell + m + p) \qquad (43)$$

▷

onde ℓ , m e p são os mesmo definidos para a equação 21
Finalmente, combinando as equações 10 e 43, teremos:

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i^2{}_{1-2}\,dx = \left(\frac{\pi I_L}{\cos a \cos\delta\,(\mathrm{tg}a - a)} \right)^2 \quad (\ell + m + p). \qquad (44)$$

□

APÊNDICE 2

Desenvolvimento da expressão do fator de *ripple* para um circuito retificador dobrador de tensão

A retificação, em um dobrador de tensão, é semelhante à retificação em meia onda; a principal diferença entre elas está no fato de que, no dobrador, é retificada tanto a porção negativa como a positiva da tensão alternada de entrada, sendo depois adicionadas para se obter a tensão dobrada V_L, de saída. Na figura 8 podemos ver as formas de onda de um dobrador simétrico de tensão. No caso, v_p é a porção positiva retificada da entrada, enquanto v_n é a porção negativa retificada (e invertida). A soma dessas duas tensões resulta na tensão flutuante v_L, cujo valor médio é V_L (entregue à carga). Podemos constatar, pela figura 8, que o valor de pico da tensão de *ripple* é igual a:

$$V_{CM} = \frac{v_2 - v_1}{2} \qquad (45)$$

onde: $$v_2 = v_{p2} + v_{n2} \qquad (46)$$

$$v_1 = v_{p1} + v_{n1} \qquad (47)$$

Considerando os triângulos ABC e CDE da figura 8, conclui-se que $DE/a = AB/(\pi - a)$ ou:

$$\frac{\{(V_L/2) + V_F\} - v_{n2}}{a} = \frac{v_{p2} - \{(V_L/2) + V_F\}}{\pi - a} \qquad (48)$$

Considerando agora os triângulos FGH e HIJ, conclui-se que $FG/a = IJ/(\pi - a)$, ou:

$$\frac{v_{n1} - \{(V_L/2) + V_F\}}{a} = \frac{\{(V_L/2) + V_F\} - v_{p1}}{\pi - a} \qquad (49)$$

Da equação 48, temos:

$$v_{n2} = \left(\frac{V_L}{2} + V_F \right) + \frac{a}{\pi - a} \left\{ \left(\frac{V_L}{2} + V_F \right) - v_{p2} \right\} \qquad (50)$$

E da equação 49:

$$v_{n1} = \left(\frac{V_L}{2} + V_F \right) + \frac{a}{\pi - a} \left\{ \left(\frac{V_L}{2} + V_F \right) - v_{p1} \right\} \qquad (51)$$

Substituindo v_{n2} e v_{n1} nas equações 46 e 47 (utilizando as equações 50 e 51), introduzindo os resultados na equação 45 e desenvolvendo, temos:

$$V_{CM} = \frac{1}{2}(v_{p2} - v_{p1})\,\frac{\pi - 2a}{\pi - a} \qquad (52)$$

▷

Usando a equação 5 em (v_{p2} - v_{p1}), vamos ter:

$$V_{CM} = \frac{(V_L + 2V_F)(\pi - 2\alpha)}{2(\pi - \alpha)} \quad tg\alpha\ tg\delta \qquad (53)$$

Já que o valor RMS de V_C (dente-de-serra) é dado por:

$$V_{C(rms)} = \frac{V_{CM}}{\sqrt{3}}$$

o fator de *ripple* do dobrador de tensão deve ser:

$$r = \frac{V_{C(rms)}}{V_L} = \frac{(V_L + 2V_F)(\pi - 2\alpha)}{2\sqrt{3} \cdot V_L (\pi - \alpha)} \quad tg\alpha\ tg\delta \qquad (54)$$

Este artigo foi originariamente publicado na revista *Electronic Components and Applications* (vol. 1, nº 3 e 4), uma publicação da Divisão de Componentes e Materiais Eletrônicos de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Holanda.

CASA STRAUCH

TTL DIODOS LINEARES TRANSÍSTORES CIRCUITOS IMPRESSOS
KITS NOVA ELETRÔNICA

Vitória – Espírito Santo
Av. Jerônimo Monteiro, 580 – Tel.: 223-4657

Gemaeffe

Comércio Importação e Exportação Ltda.

SANTA EFIGÊNIA NO ABC?

TEMOS O PRAZER DE OFERECER ÀS INDÚSTRIAS, RADIOMADORES, TÉCNICOS, ESTAÇÕES DE RÁDIO, ESTUDANTES, com os melhores preços da praça e atendimento carinhoso:

— *Instrumentos de medição: TRIO, ICE, SIMPSON, HICKOK, CSC, LABO, NATIONAL, B&K, HIOKI, FLUKE, MINIPA, KAISE*

— *Circuitos integrados — diodos, transistores, triac, diac, tiristores, etc. — TEXAS, NATIONAL, FAIRCHILD, RCA*

— *Componentes vários: Joto, condensadores cerâmicos, etc..*

— *Motores, cabeças para gravador e rádio, nacionais e importados*

— *Valvulas industriais e radiofusão: EIMAC — GE — BB — RCA*

— *Condensadores especiais. Digitron — Merctronic*

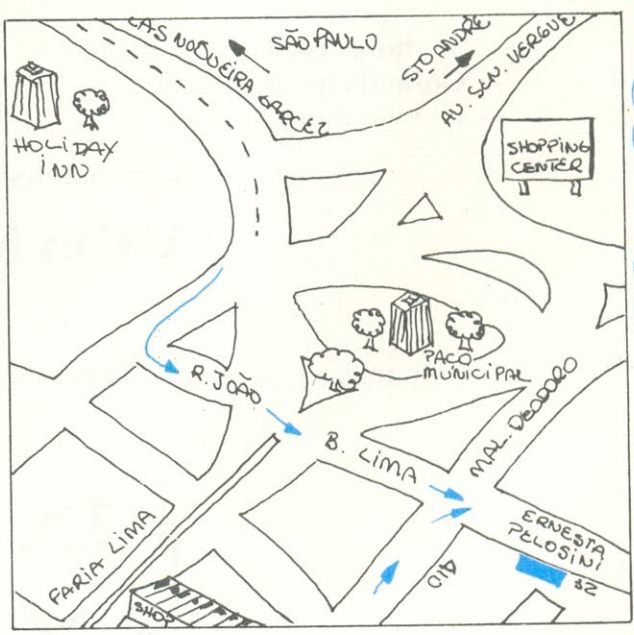
— *Kits NOVA ELETRÔNICA com assistência técnica exclusiva*

— *Componentes industriais DIGITRON*

— *Produtos AEROFIL*

— *Kits e caixas moduladas MALITRON*

— *Transformadores WILLKASON, EASA*



O NOSSO ENDEREÇO?

Rua Ernesta Pelosini, 32 CEP 09700
Caixa Postal 594 Fone: 448 33 61
Telex: (011) 32013 DGTN-BR
São Bernardo do Campo, SP

Você não sabe o que está perdendo!

- Melhores preços no mercado
- Garantia na qualidade
- Grande estoque
- Assessoria técnica
- Show Room para demonstrações
- Crediário
- Novidades do mercado

VENHA NOS VISITAR

ou então utilize o sistema de Reembolso Varig ou mesmo Vale Postal.

FILCRES

Filcres Imp. Repres. Ltda.
Rua Aurora, 165
CEP 01209 - Caixa Postal 18767
Fone: 223-7388
Ramais: 2-18-19-20
Serviços Recados BIP 2163
Fone: 62-3171
Telex 1131298 Filg Br

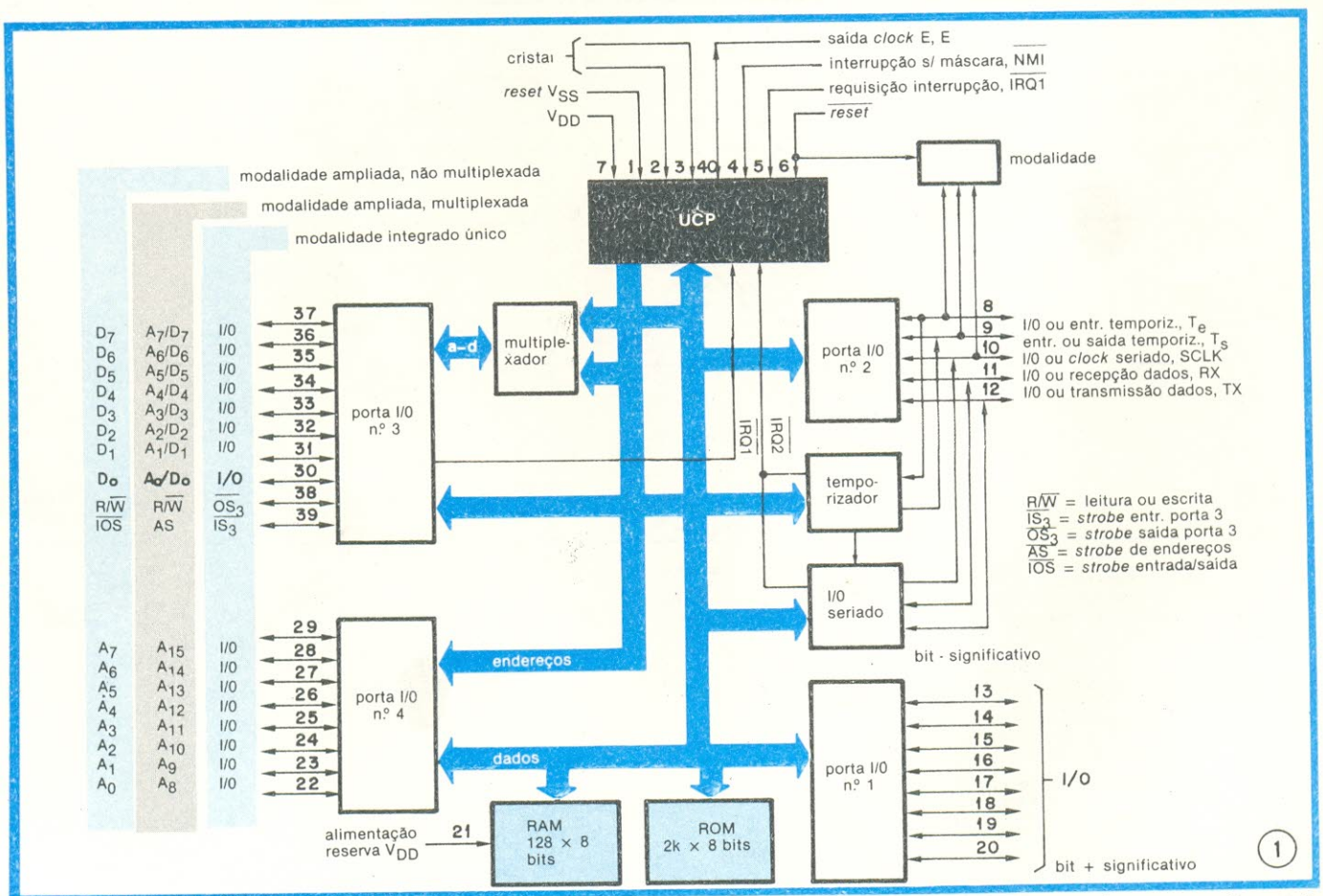
Um microcomputador que trabalha sozinho ou junta forças com outros integrados

Oito modalidades de operação recomendam a versátil família 6801 para inúmeras aplicações de controladores e microprocessadores.

David Wayne Smith, *Motorola Inc., Texas*

O MC6801, um microcomputador completamente auto-suficiente, oferece o que há de melhor em suas duas opções. É capaz de operar como um poderoso microcomputador de 8 bits, de um só integrado, contendo 2 kbytes de ROM, 128 bytes de RAM, 29 linhas de entrada/saída, além de temporizador e *clock*. Mas pode ser comutado também para a modalidade ampliada, na qual opera com ROM, RAM e I/0 externas.

Este dispositivo apresenta várias características que o distinguem de outros microcomputadores de integrado único. Ao invés de ser uma versão reduzida das unidades centrais de processamento auto-suficientes, o 6801 é na verdade um aperfeiçoamento do 6800. Ele conta também com uma *interface* para comunicações seriadas, através da qual poupa bem mais os preciosos códigos da ROM do que parece à primeira vista, pois aceita interrupções, ao contrário ▶



Múltiplas modalidades — Mais do que apenas um microcomputador de um só integrado, o MC6801 é capaz de operar em 8 modalidades. Possui 128 bytes de memória RAM, 2 quilobytes de memória ROM, 29 linhas de entrada/saída e uma UCP resultante de um aperfeiçoamento do 6800. A portas 2 e 3, que manipulam entrada e saída nas modalidades de um só integrado, ficam encarregadas de transferir dados e endereçar informações nas modalidades ampliadas.

de outros dispositivos semelhantes, que são obrigados a manipular suas comunicações seriadas por meio de *software.*

O 6801, por fim, foi projetado com vistas a uma grande flexibilidade. Sempre que se desejar utilizar apenas memória externa, sua versão desprovida de ROM, MC6803, é a solução ideal. Por outro lado, o MC68701 facilita bastante a execução de protótipos, pelo fato de substituir os 2 kbytes de memória ROM do 6801 por uma PROM apagável com ultravioleta.

O segredo da capacidade do 6801 reside em suas diversas modalidades de operações. Sempre que o microprocessador sofre um *reset,* a modalidade selecionada pode mudar completamente sua condição interna, compreendendo seu mapa de memória, sua configuração de I/0 e seus vetores de *reset.* Conforme nos mostra o diagrama de blocos da figura 1, os endereços e dados são instalados, durante a versão ampliada, sobre as linhas definidas como entrada/saída na modalidade simples, não-ampliada.

TABELA I: Ritmos Baud internos da porta seriada do 6801

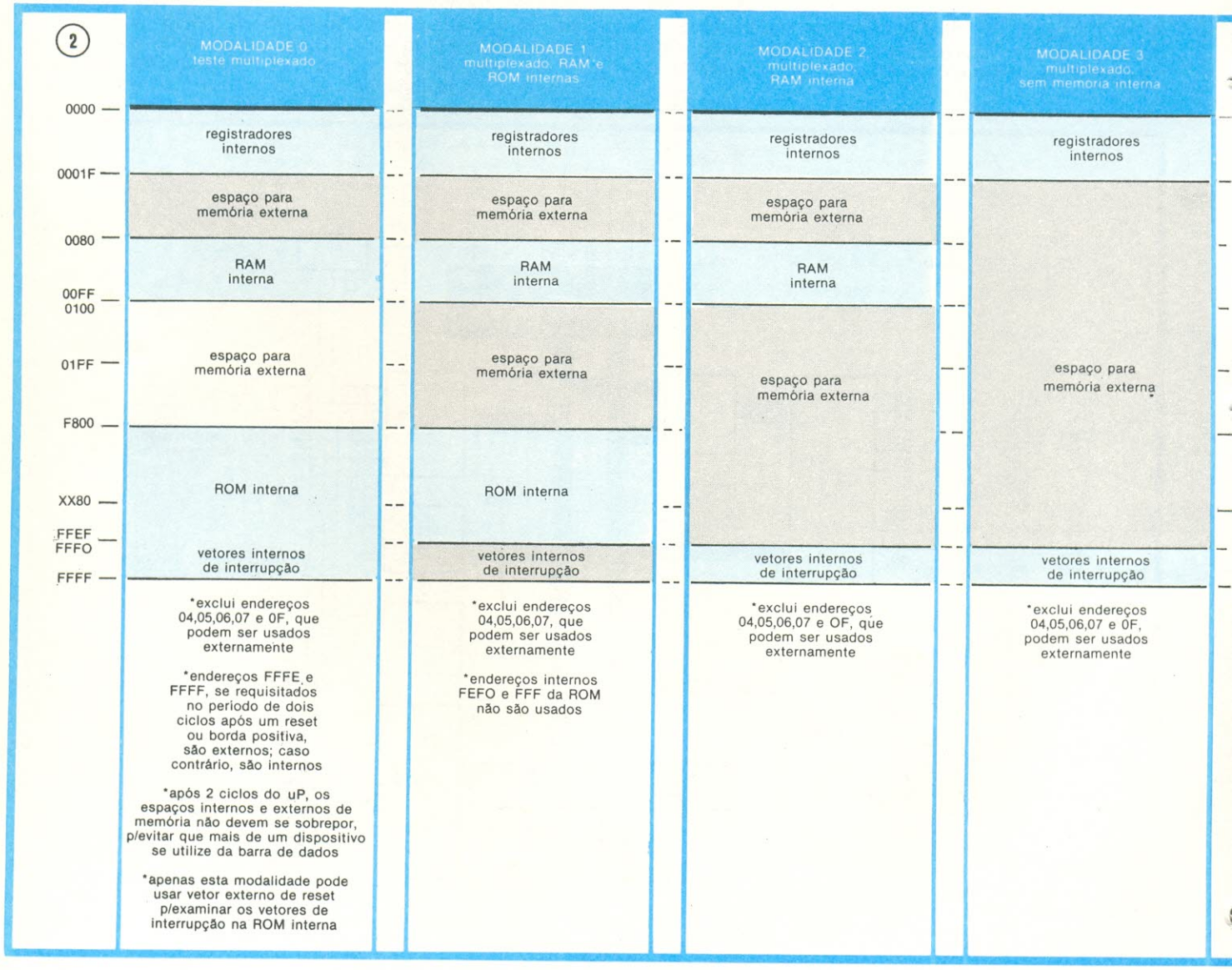
freqüência do cristal (MHz)	4,0	4,9152	2,4576
freqüência de *clock* E (MHz)	1,0	1,2288	0,6144
E ÷ 16	62 500	76 800	38400
E ÷ 128	7 812,5	9 600	4 800
E ÷ 1024	976,6	1 200	600
E ÷ 4096	244,1	300	150

Mapas de modalidade — O sistema de endereçamento de memória empregado pelo 6801 varia com a modalidade de operação. Neste caso, os mapas mostram os espaços de memória disponíveis ao usuário nas cinco modalidades multiplexadas, nas duas de integrado único e na não multiplexada (a lista inclui também as modalidades de teste).

Compatibilidade entre famílias

O 6801 mantém laços de família com o 68000, tanto no *software* como na arquitetura do sistema. Um bom exemplo é seu I/0 mapeado na memória, que permite que todas as instruções de manipulação de memória sejam executadas também em localidade de entrada/saída. É ainda essa compatibilidade entre famílias que possibilita montar um sistema 6801 completo a partir de um 6803, com uns poucos componentes externos.

A nova e aperfeiçoada UCP do 6801 oferece multiplicação por *hardware,* manipulação de índices no registrador D



e concatenação de 16 bits nos acumuladores A e B. Além disso, é capaz de lidar com múltiplas interrupções. Os vetores de interrupção, que variam para cada componente e função interna (tal como entrada ou saída seriada), juntamente com duas linhas externas de interrupção, simplificam sobremaneira o projeto de um sistema dotado de interrupções.

Memória ROM monitora

As primeiras versões do 6801 são oferecidas com um programa monitor introduzido na memória ROM. Esses integrados foram batizados de MC6801L1 e o programa, de Libug. Constituem uma excelente forma de demonstrar as possibilidades do 6801, já que permite ao usuário enviar comandos monitores, através da porta seriada, a um terminal RS-232-C, tanto na modalidade simples como na ampliada.

A versão EPROM (68701) é a que tira mais proveitos da arquitetura de múltiplas modalidades, pois se for operada na forma ampliada, com um programa externo de controle na ROM e o programa código objeto numa RAM externa, pode programar a si mesma, literalmente.

Dos 128 bytes de RAM do 6801, 64 podem reter dados através de uma mínima dissipação, com alimentação de reserva. Caso essa alimentação seja perdida durante uma queda na tensão da rede, um determinado bit de *status* informa ao processador que os dados presentes na RAM são suspeitos. Esse mesmo bit, quanto armado e testado imediatamente, indica também a condição dessa alimentação de reserva, para fins de verificação. Disponível também há um bit de habilitação da RAM, que desconecta da barra as localidades dessa memória, prevenindo assim escritas espúrias na memória, enquanto o sistema está sendo inicializado ou imobilizado.

Entradas e saídas seriadas

A *interface* de comunicações seriadas (SCI) do 6801 tem a função de uma porta entrada/saída seriada, servida por interrupções. Se bem que a técnica de interrupções não seja absolutamente necessária — os registradores podem ser questionados, como ocorre em outros processadores, por meio de *software* — as interrupções do 6801 economizam muito espaço de programa.

O formato das comunicações nessa SCI pode ser o padronizado sinal-espaço (sem retorno a zero ou NRZ) ou então o bifásico, podendo ser transmitido tanto no duplex pleno como no meio duplex. A seleção de tais modalidades, assim como os ritmos baud, pode ser efetuada internamente, através do ajuste de bits apropriados nos registradores. ▶

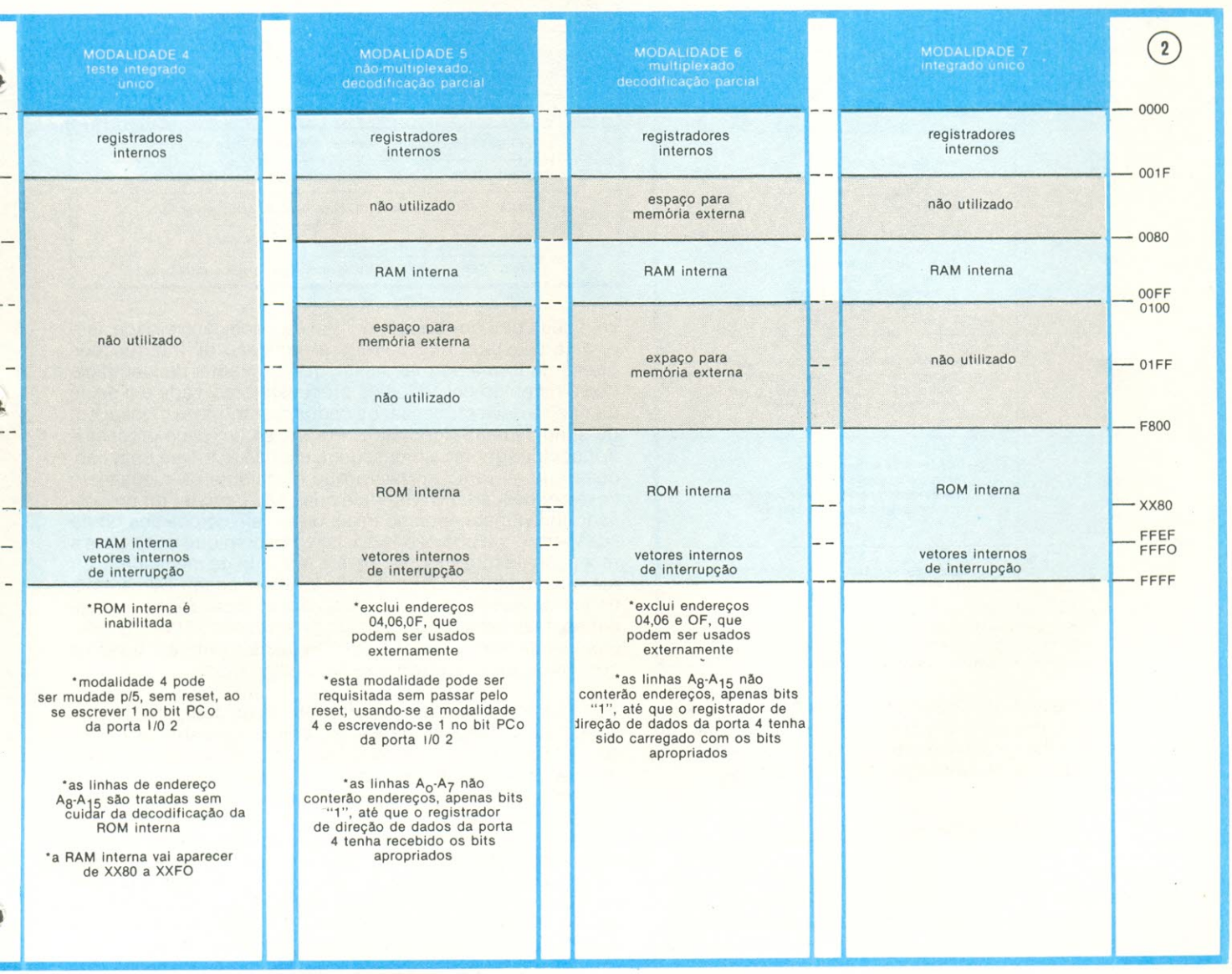


TABELA II: Características das várias modalidades

modalidade	controle de programa			ROM	RAM	vetores de interrupção	modalidade da barra	modo de operação
	pino 10	pino 9	pino 8					
7	1	1	1	I	I	I	I	integrado único
6	1	1	0	I	I	I	MUX	multiplexado decodif. parcial
5	1	0	1	I	I	I	NMUX	não-multiplex. decodif. parcial
4	1	0	0	I[1]	I[2]	I	I	teste integrado único
3	0	1	1	E	E	E	MUX	multiplexado, s/ RAM ou ROM
2	0	1	0	E	I	E	MUX	multiplexado, RAM
1	0	0	1	I	I	E	MUX	multiplexado, c/ RAM ou ROM
0	0	0	0	I	I	I[3]	MUX	teste multiplexado

[1] inabilitada

Obs.: [2] endereço p/ RAM: XX80, XXSS opcional c/ máscara ROM

[3] primeiros dois endereços lidos externamente após o *reset*

I — interna
E — externa

MUX — multiplexado
NMUX — não-multiplexado

TABELA III: Registradores internos do 6801

endereço hexadecimal	registrador
00	direção de dados 1
01	direção de dados 2
02	porta I/0 1
03	porta I/0 2
04*	direção de dados 3
05**	direção de dados 4
06*	porta I/0 3
07**	porta I/0 4
08	*status* do temporiz. e do controle
09	contador, byte mais alto
0A	contador, byte mais baixo
0B	comparação de saída, byte mais alto
OC	comparação de saída, byte mais baixo
OD	captura de entrada, byte mais alto
OE	captura de entrada, byte mais baixo
OF*	controle/*status* da porta I/0 3
10	modalidade e ritmo seriados
11	*status* e controle seriados
12	recebimento seriado de dados
13	transmissão seriada de dados
14	controle de RAM
15-1F	reservado

* endereços externos nas modalidades 0, 1, 2, 3, 5 e 6
** endereços externos nas modalidades 0, 1, 2 e 3

TABELA IV: Mapa de memória para os vetores de interrupção

priori dade	vetor	descrição
1	FFFE - FFFF	reinício
2	FFFC - FFFD	interrupção s/ máscara
3	FFFA - FFFB	interrupção de software
4	FFF8 - FFF9	requis. interrup. 1/*strobe* interrup. 3
5	FFF6 - FFF7	IRQ2/captura entrada temporiz.
6	FFF4 - FFF5	IRQ2/comparação saída temporiz.
7	FFF2 - FFF3	IRQ2/sobrecarga temporiz.
8	FFF0 - FFF1	IRQ2/interrupção seriada entrada/saída

A Tabela I fornece a lista das freqüências baud possíveis, divididas em quatro possibilidades e três freqüências de *clock*. Se a escolha recair numa freqüência diferente, o sistema terá condições de empregar um *clock* externo.

Cenário para um sistema

O cenário montado para um sistema típico, com vários 6801, seria mais ou menos assim: um certo tempo morto (denominado período de divisão de mensagens e definido como a seqüência de 10 ou mais bits"1")entre duas informações quaisquer faz com que todos os processadores levem seus bits de "despertar" para a condição verdade, isto é, para o estado que permite a recepção de interrupções operar da forma normal. Assim que o caracter de identificação é recebido por todos os processadores, cada um deles decide se deve processar os dados restantes da mensagem ou simplesmente ignorá-los. Porém, se um dado processador decidir ignorar a mensagem, ele não acionará uma bandeira que avise ao *software* que o restante da mensagem deve ser descartado à medida que cada caracter for processado individualmente; ao invés disso, ele coloca seu bit de "despertar" na posição falsa, fazendo com que a SCI pare a recepção de interrupções para o restante da mensagem, ou até que surja uma outra divisão de mensagem. Tal característica de *hardware* economiza não só localidades de bandeiras, mas também serviço do processador. Mas sua principal vantagem é tornar o 6801 especialmente adequado a comunicações de envio e destino aleatórios.

Existem 29 linhas I/0 paralelas, todas compatíveis com a lógica TTL, disponíveis aos projetistas de sistemas baseados no 6801. Cinco dessas linhas são partilhadas pela *interface* seriada e pelo temporizador, podendo ser selecionadas para uma ou outra função, sob comando do *software*. Existem, por fim, três portas I/0 de 8 bits, uma das quais oferece travas de entrada e saída, para as ocasiões de reconhecimento *(handshaking)*. Sempre que o 6801 é utilizado na modalidade ampliada, as informações de dados e endereços são transferidas para as portas 2 e 3, sob o controle de um *strobe* de endereços e de um sinal padronizado de barra conhecido como leitura/escrita (R/$\overline{W}$). A outra porta orientada para bytes (a porta 1) está sempre disponível para

entradas/saídas paralelas, independentemente da modalidade do 6801.

Funções dependentes do tempo

O temporizador existente no 6801 é útil para várias funções dependentes do tempo, tais como pulsos, freqüência e síntese de períodos, assim como para medidas de freqüência, período e ciclo de trabalho. O temporizador compreende um contador de 16 bits, incrementado ao ritmo do *clock* do sistema, um registrador de captura de entrada e um registrador de comparação de saída. Cada um dos registradores de captura e comparação, assim como o bit de sobrecarga de registrador, contribuem para a interrupção do temporizador de combinação. Além do mais, a interrupção que ocorre para todo o temporizador tem seu próprio vetor correspondente.

O registrador de captura de entrada retém o valor do contador quando da transição da linha de entrada do temporizador externo (a polaridade da transição positiva ou negativa — pode ser estabelecida por *software*). O registrador de comparação de saída, por sua vez, retém um valor que é constantemente comparado com o do contador; quando esses valores são iguais, o bit de saída do temporizador é levado para a mesma condição do bit de nível de saída. A utilização desses dois registradores e circuitos de controle possibilita medir ou sintetizar praticamente qualquer função dependente do tempo.

O *clock* necessário a todos os dispositivos do sistema, tanto internos como externos ao 6801, é produzido na seção de geração de *clock*. Em princípio, foi projetada para empregar apenas um cristal, mas pode servir-se também de um *clock* externo, compatível com TTL. Em ambos os casos, a freqüência dos mesmos deve ser quatro vezes maior que a do sistema, ou seja, de 4 MHz.

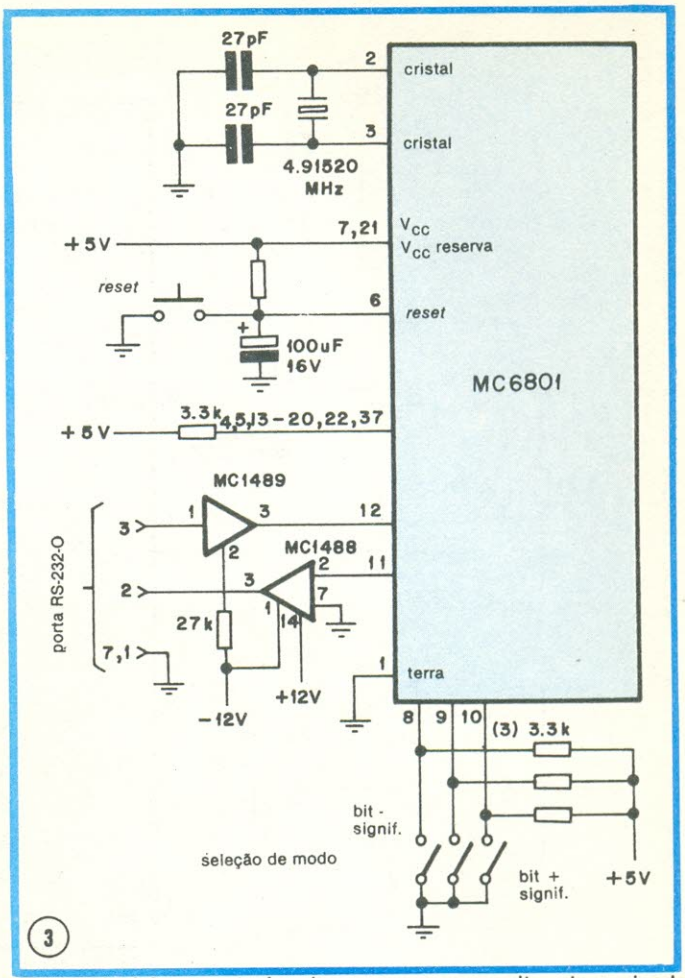
A UCP do 6801 manipula dados de 8 bits e endereços de 16 bits e ainda possui um código-objeto compatível com a família MC6800 de microprocessadores. Mas ela contém algumas características inéditas, uma das quais é a multiplicação 8 × 8 bits através de *hardware*, que fornece um resultado de 16 bits. Esse produto é depois armazenado em um novo dispositivo, montado a partir da concatenação dos registradores A e B, denominado registrador D. Tal dispositivo permite manipulações de 16 bits, por intermédio de seis novas instruções específicas para seu próprio uso, entre as quais estão a adição de dupla precisão, deslocamento à esquerda e à direita de 16 bits e armazenamentos e carregamentos de byte duplo.

Três outras instruções do 6801 facilitam a manipulação do indexador, introduzindo-o ou retirando-o da pilha, e ainda adicionam o conteúdo do registrador B ao registrador X.

A linha de controle do endereço válido de memória (VMA), que existia na família 6800, foi eliminada no 6801, já que não é mais necessária, substituída que foi por ciclos inativos na barra de endereços, sob a forma $FFFF_{16}$. Além disso, muitas instruções foram reduzidas e vários dos ciclos desnecessários removidos, para conferir maior eficiência ao processamento.

Seleção de modalidade

Dos muitos aspectos que devem ser considerados nos projetos com o 6801, a seleção de modalidade é um dos mais básicos; na Tabela II temos a lista de todos as oito modalidades disponíveis. São comuns a todas as modalidades as portas I/O 1 e 2, a operação do temporizador, da porta seriada e a área reservada em registrador para toda memória interna. As memórias RAM e ROM, as entradas/saídas e os



Monitor de debug — através de um programa monitor, denominado Libug, introduzido em sua memória ROM, o 6801 transforma-se no MC6801L1. Isso requer um mínimo de conexões externas: um par de integrados excitadores/receptores de linha tratam da ligação seriada dos dados RS-232-C a um terminal.

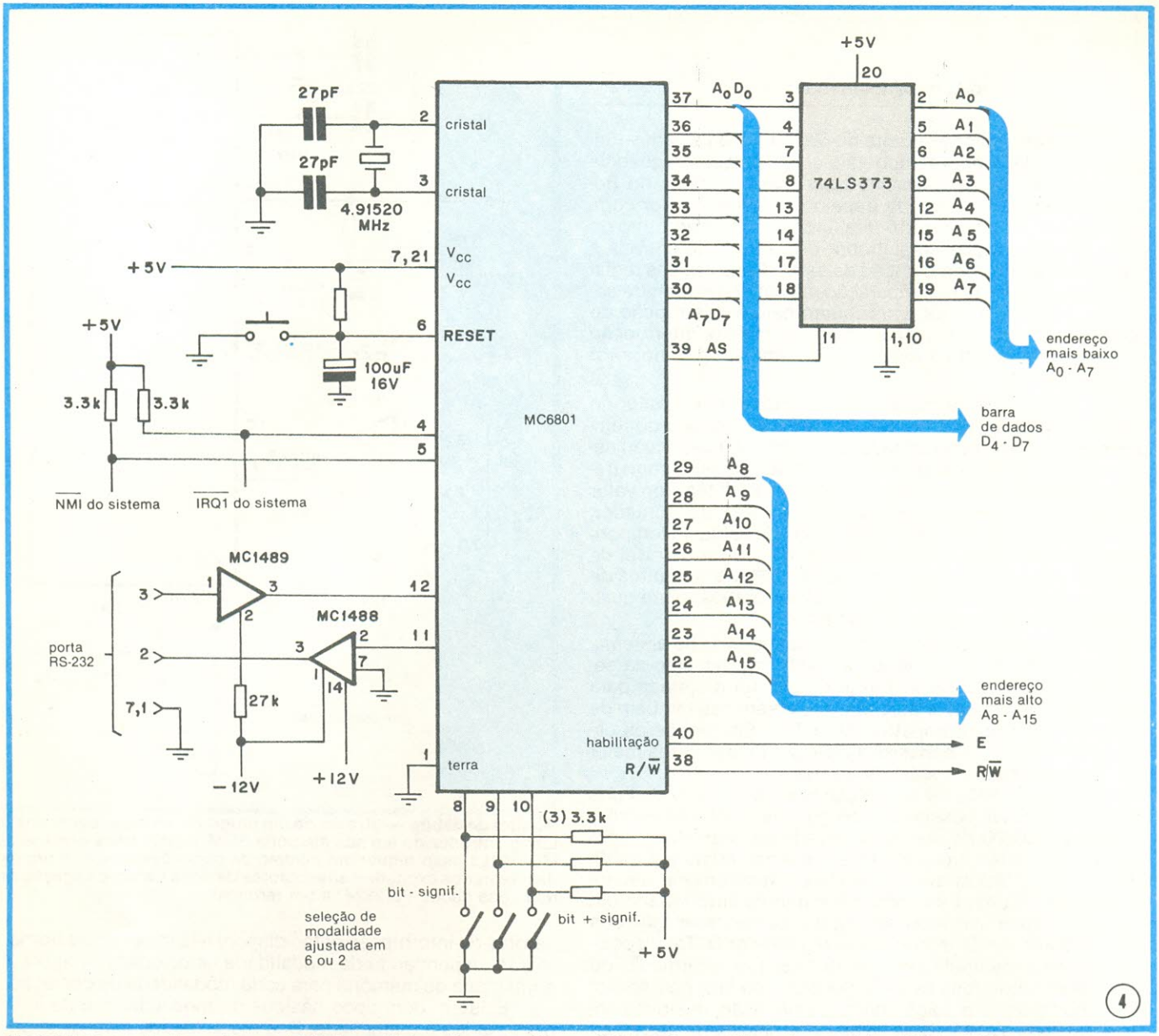
vetores de interrupção estão disponíveis interna ou externamente, dependendo da modalidade selecionada. A figura 2 é um mapa de memória para cada modalidade de operação.

Existem dois tipos básicos de modalidade: o de integrado único e o ampliado. Das modalidades ampliadas podemos extrair mais duas versões: a multiplexada normal, que permite o endereçamento de 64 kbytes de memória, e a não-multiplexada, que por um lado pode endereçar apenas 256 bytes em suas oito linhas, mas pelo outro não requer trava demultiplexadora externa. O processador decodifica esses 256 bytes para terem início na localidade 0100_{16}.

A modalidade 0 é para testes e a única a aceitar um vetor externo de *reset* (no máximo 2 ciclos após o *reset*), enquanto a ROM e os outros vetores de *reset* continuma sendo lidos internamente. A modalidade 1 é idêntica à 0, com a diferença de que os vetores são sempre externos.

As modalidades 2 e 6 são multiplexadas ampliadas, e a diferença entre elas está na memória ROM, que é externa na primeira e interna na segunda.

A modalidade 3 também é ampliada e multiplexada, só que trabalha com memórias ROM e RAM externas. A modalidade 4 também serve para testes, cuja finalidade é verificar o funcionamento com um só integrado. Na modalidade 5, que é ampliada e não-multiplexada, com memória ROM interna, dispomos de apenas oito linhas externas de endereço; é usada, geralmente, para 256 endereços I/0. Por fim, a modalidade 7 é aquela aque utiliza apenas o próprio 6801, com seus dispositivos internos e as 29 linhas I/0 para entra- ▶



Modalidade ampliada — Na modalidade multiplexada expandida, o 6801 pode se utilizar de memórias RAM e ROM externas. A versão Libug permite o desenvolvimento e a verificação de um programa na RAM e depois a sua inclusão em uma ROM programável, a fim de constituir um sistema completo.

da e saída funcionais.

Apesar de não fazerem parte do *hardware,* os registradores internos devem ser sempre considerados, já que controlam várias funções de dispositivos do microcomputador. A Tabela III mostra o mapa de registradores do 6801 e também a forma como as localidades desses registradores podem ser endereçadas pelo usuário. Igualmente importantes são os vetores de interrupção e suas localidades, representados na Tabela IV.

Clock a cristal

Se for necessária a utilização de comunicação seriada à velocidade padrão, é preciso empregar um cristal de 4,91520 ou 2,4576 MHz. Para o cristal de maior freqüência, o *clock* deverá ser de 1,22 MHz, o que vai exigir a versão 6801A, que tem uma freqüência de operação de 1,25 MHz. No entanto, é possível usar um oscilador externo para a SCI, a fim de eliminar as restrições de freqüência.

Como já havia sido mencionado, a implementação de um sistema pode ser feita tanto com a versão 6803, desprovida de ROM, ou com o próprio 6801, em uma das modalidades ampliadas. As localidades referentes às protas I/0 que são utilizadas para endereços e dados nas versões ampliadas, são decodificadas externamente na barra, de forma a simular tais portas da forma como aparecem na modalidade simples. As localidades insensíveis a esse tipo de acesso são ignoradas internamente, justamente para facilitar tal simulação. A UCP, porém, obtém tais valores fora da barra de dados e é instruída a buscá-los externamente (a fim de ativar seus excitadores de entrada). As localidades simuladas são os dados e os registradores de direção de dados para as portas 3 e 4.

Chamando o Libug

O programa monitor chamado Libug, presente na versão 6801L1, opera da mesma forma que outros monitores e

contém um investigador *(trace)* de *hardware,* o qual trabalha com um *jumper* entre a saída do temporizador e a entrada de interrupções. Durante a investigação, o temporizador é carregado com o número de ciclos necessário à conclusão da rotina, e ao retorno da interrupção, para depois começar a execução da instrução desejada. Nesse momento, o temporizador gera a interrupção sem máscara (NMI - *nonmaskable interrupt*), que é então aplicada ao processador, ao final da instrução. A informação empilhada está então disponível ao programador, que pode analisar os tempos de investigação.

Na figura 3 vemos um sistema mínimo de demonstração do sistema 6801L1. O circuito inclui um método de se enviar a informação de modalidade às linhas apropriadas, durante o *reset;* inclui ainda uma simples montagem de porta seriada, utilizando dois integrados de ajuste de nível: o MC1488 (transmissor) e o MC1489 (receptor). Opera na modalidade 7 e quando é ligado à porta RS-232-C de um terminal de computador permite uma completa demonstração das possibilidades do 6801, através da utilização de um programa monitor.

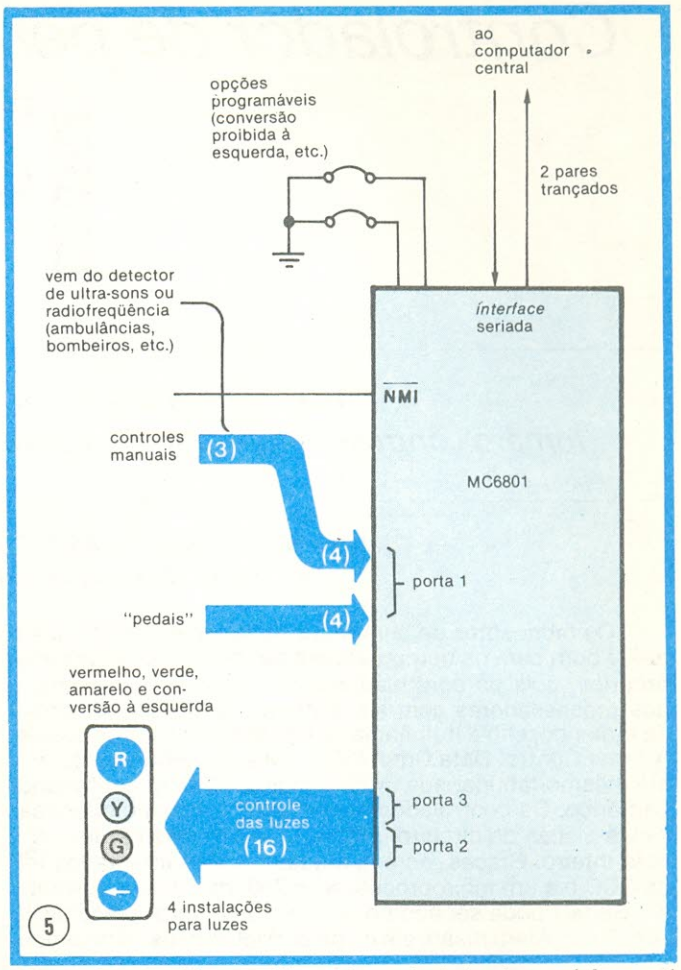
A figura 4 mostra uma versão ampliada do circuito de demonstração. Neste caso, o 74LS373 funciona como trava do endereço mais baixo, controlada pelo *strobe* de endereço (AS) para demultiplexar as informações de endereço a partir da combinação que estas formam com os dados. Neste circuito ampliado e multiplexado, pode-se utilizar memórias ROM e RAM externas. Assim, por exemplo, o projetista poderia empregar uma RAM externa para escrever um programa na modalidade 6, através do monitor Libug. Após certificar-se da exatidão do programa, ele o introduziria numa ROM programável de ligações fusíveis, que seria então acoplada à barra. A combinação da PROM externa com o 6801 (ou com o 6803) seria suficiente para constituir um sistema completo.

Os circuitos de maior capacidade feitos com o 6801 envolvem mais trabalho que os exemplos citados, é verdade, mas apenas na área de *software.* Vejamos o exemplo da figura 5, que mostra um semáforo utilizando todas as 29 linhas de entrada/saída. Dezesseis delas excitam as luzes vermelha, verde, amarela e a de conversão à esquerda. A porta 2 fica encarregada de selecionar a modalidade (tal como conversão proibida à esquerda ou qualquer outra diferença de *hardware*), que é lida através de programação. Três das linhas são utilizadas como controles manuais, com a interrupção sem máscara utilizada para alertar o sistema de mudança. Os "pedais" de rua, acionados pelos veículos, em ambos os sentidos, são lidos pelas linhas de mais baixa ordem da porta 1.

Caso o sistema tenha que ser conectado a um grande computador urbano, as linhas I/0 seriadas tomam conta dessa tarefa, sem requisitar tempo de espera para o *software.* Haverá linhas de sobra, ainda, para detectar um sinal de ultra-som ou de rádio, emitido por algum veículo de emergência que se aproxime do semáforo. Desse modo, juntamente com os dados de direção e sentido do veículo, fornecidos pelo grande computador, comutam-se as luzes apropriadas à desobstrução de passagem para ambulâncias, carros de bombeiros, etc. O sistema inteiro poderia ser implementado por intermédio de um 6801 ou 6803, uma PROM externa e uns poucos componentes mais.

Mais algumas versões

Existem vários modelos da família 6801 e outros em planejamento. O CM6803NR, um 6803 desprovido de memória RAM, já pode ser encontrado no mercado americano. O MC6801PC, um controlador periférico dotado de RAM com porta dupla, para permitir acesso à sua memória RAM interna, ainda está em estudos, assim como o controlador



Controlador de tráfego — Um certo controlador de semáforos utiliza as 29 linhas entrada/saída do 6801, em sua versão simples. O sistema possui capacidade suficiente para aceitar comandos de "pedais", várias opções de programação e sinais emitidos por ambulâncias, bombeiros, etc. Por intermédio da porta seriada, pode-se conectá-lo a um grande computador central.

pré-programado que, quando acoplado a um adaptador de *interface* de aplicação geral (como o MC68488), atua como um controlador de barra para linhas de *interface* em computadores, sejam seriadas ou paralelas. ■

© - *Copyright Electronics International*

Controlador de periféricos adota lógica I^2L

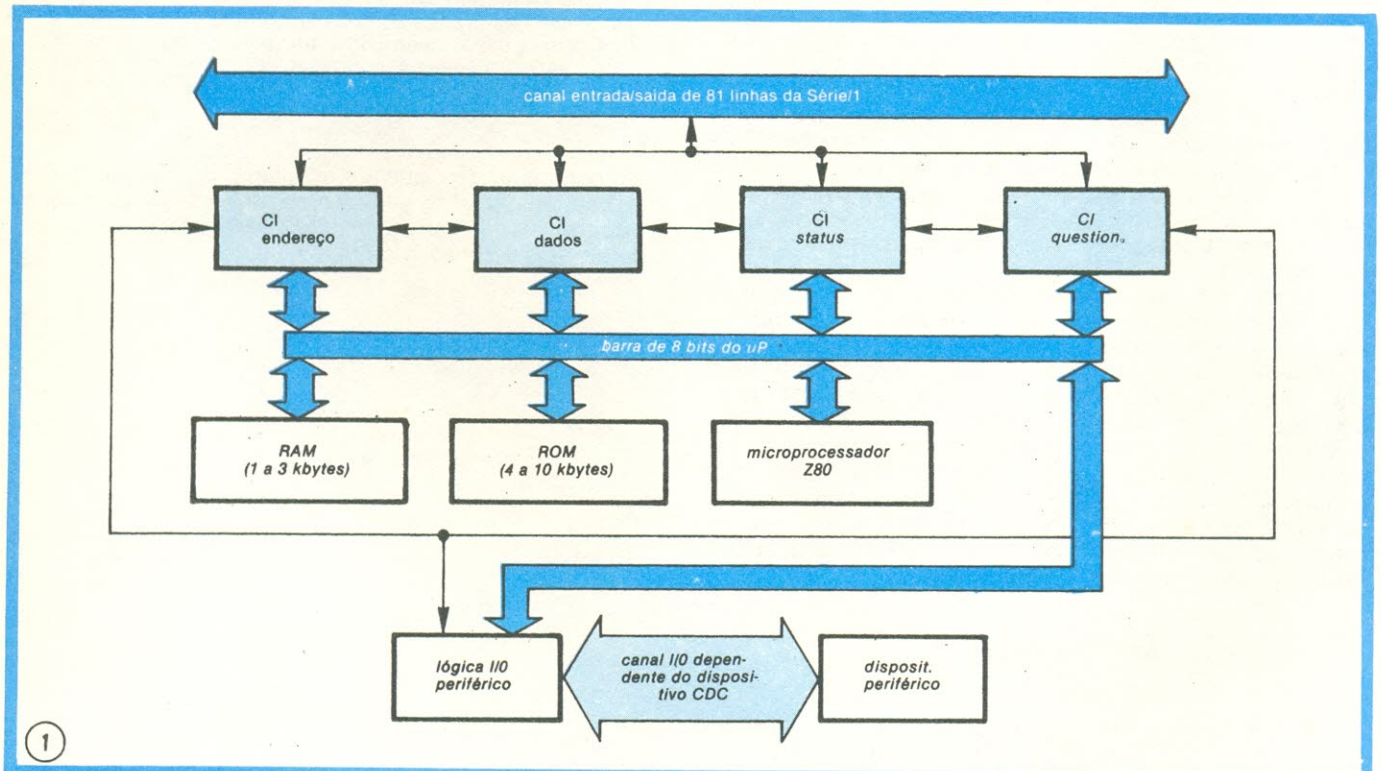
Quatro integrados e um microprocessador Z80 tornam controlador programável para uma grande variedade de periféricos.

Jeffrey M. Wisted e David E. Tetziaff, *divisão de microcircuitos*
e Fred B. McAleer, *Control Data Corp., Minnesota*

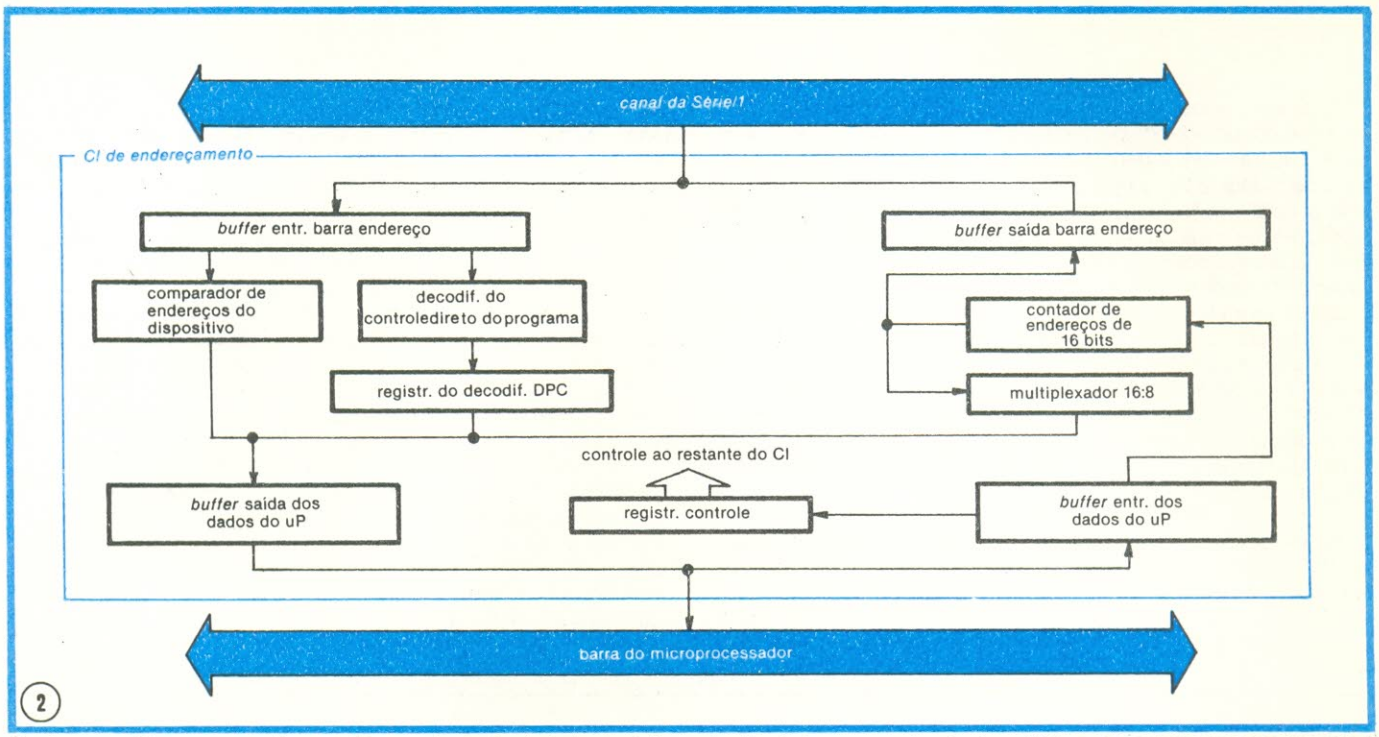
Os fabricantes de periféricos estão descobrindo que o que é bom para os computadores também é bom para eles próprios, pois os controladores de periféricos, a exemplo dos processadores centrais, sofreram uma redução brutal de tamanho, sob a influência da integração em larga escala. A firma Control Data Corp. (CDC) foi a primeira a projetar e até mesmo fabricar sua própria lógica LSI para controlador periférico. Os controladores anteriores chegavam a ocupar várias placas de circuito impresso ou até mesmo um gabinete inteiro. Graças, porém, a quatro novos integrados I^2L da CDC e a um microprocessador Z80, da Zilog, o controlador Série/1 pode ser acomodado em uma única placa de 18 por 23 cm. Além disso, ele é compatível com os minicomputadores Série/1 da IBM, podendo ser encaixado em um ponto reservado do chassi e dali controlar uma grande variedade de periféricos.

A presença do microprocessador possibilita a adequação do controlador a inúmeros dispositivos, por meio de algumas pequenas modificações. Ele é capaz de manipular sistemas de baixa velocidade, tais como unidades de diskette, terminais de vídeo, impressoras de linha, e também dispositivos de alta velocidade, tais como unidades de discos rígidos.

Os vários periféricos são conectados ao controlador por intermédio de um canal de entrada/saída (figura 1). A lógica de controle de periféricos, confeccionada com circui-



I/O versátil — Os quatro integrados I^2L, trabalhando em conjunto com um Z80, formam um controlador de uma só placa, que pode ser adaptado a inúmeros dispositivos periféricos. É preciso modificar apenas a lógica de controle e o canal entrada/saída dos periféricos.



Apoio por microprocessador — Um contador instalado no integrado de endereçamento ajuda o Z80 a executar acessos diretos à memória pela modalidade de subtração de ciclos *(cycle stealing),* ao rastrear os endereços. Sempre que o periférico estiver sob controle direto do programa, através do minicomputador, esse integrado pode decodificar instruções.

tos TTL do tipo SSI e MSI, constitui a porção da placa que deve ser adaptada a cada um dos dispositivos que serão controlados.

O microprocessador Z80, de 8 bits, controla o periférico por meio de programas armazenados na memória ROM. Esta poderá conter de 4 a 10 kbytes, formada por integrados de 2k × 8 bits. A memória RAM, também utilizada pelo microprocessador, apresenta de 1 a 3 kbytes de capacidade. A barra bidirecional de 8 bits do Z80 é a via central de troca de instruções e dados com o restante da placa.

Os quatro integrados especiais estabelecem comunicação entre o controlador e as 81 linhas do canal entrada/saída do minicomputador Série/1. Tais integrados permitem que o controlador modifique a forma de conexão de entrada/saída dos sistemas IBM.

Limitações de espaço

Para que pudesse ser conectado diretamente ao gabinete IBM, o controlador deveria ser concentrado em uma placa de 18 × 23 cm. Isto tornou-se possível pela utilização de circuitos LSI e uma placa impressa de seis camadas; para interligar os vários dispositivos, comprimidos como estavam, foram empregadas pistas de 127 µm, espaçadas de 180 µm entre si.

Os quatro integrados especiais, alojados em encapsulamentos chatos *(flat-packs)* de cerâmica, estão localizados nas proximidades do conector de canal do sistema IBM, já que a maior parte das 81 linhas de interligação pertence a eles. Logo após surge o microprocessador Z80 e as memórias ROM e RAM, associadas a ele. A última terça parte da placa contém mais de 75% da lógica do controlador, sendo comum a todos os periféricos utilizados.

O conjunto de integrados especiais executa quatro funções gerais de controle-manipulação de dados e endereços, indicação de *status* e questionamento *(polling)* — o que confere ao controlador sua característica de compatibilidade com os sistemas IBM. A operação desse conjunto é controlada pelo próprio Z80, de acordo com o *firmware* armazenado na ROM.

Um total de 2600 portas é o que contém os quatro integrados juntos. Para se conseguir tal densidade, apelou-se para a lógica de injeção integrada (I^2L), que ofereceu também sua baixa dissipação em potência e alta velocidade de operação. Porém, para elevar a imunidade da lógica I^2L ao ruído e ainda facilitar a interligação dos integrados, as entradas e saídas dos quatro CIs especiais foram providas de adaptadores *(buffers),* que as tornaram compatíveis aos níveis da lógica TTL Schottky de baixa potência (veja o quadro "Imunizando a lógica I^2L").

Para que o controlador possa emular plenamente a característica de conexão entrada/saída da IBM, o conjunto de CIs especiais tem a possibilidade de operar em duas modalidades de transferência de dados, que são utilizadas na Série/1 de minicomputadores: controle direto de programa (DPC) ou subtração de ciclos. Sempre que um periférico está sob o controle direto de programa, a UCP da Série/1 vai controlá-lo diretamente, devendo sofrer interrupções para conduzir a operaçao de I/0. Já na operação de subtração de ciclos, o microprocessador do controlador encarrega-se da operação de I/0 e estabelece um canal de acesso direto à memória (DMA) com a memória principal do minicomputador. Ao invés de interromper a UCP, para completar a transferência de dados, o controlador "subtrai" ciclos à memória e assim efetua a operação DMA: o processador central só será avisado quando a operação for completada.

Auto-diagnóstico

Os integrados especiais contém ainda um auto-diagnóstico, que checa todas as grandes seções do controlador, sempre que o sistema á ativado e sem afetar o minicomputador ao qual está ligado. Todos os registradores contidos nos CIs aceitam escrita e leitura para fins de diagnóstico. Tais características de auto-diagnóstico simplifi- ▷

Imunizando a lógica I^2L

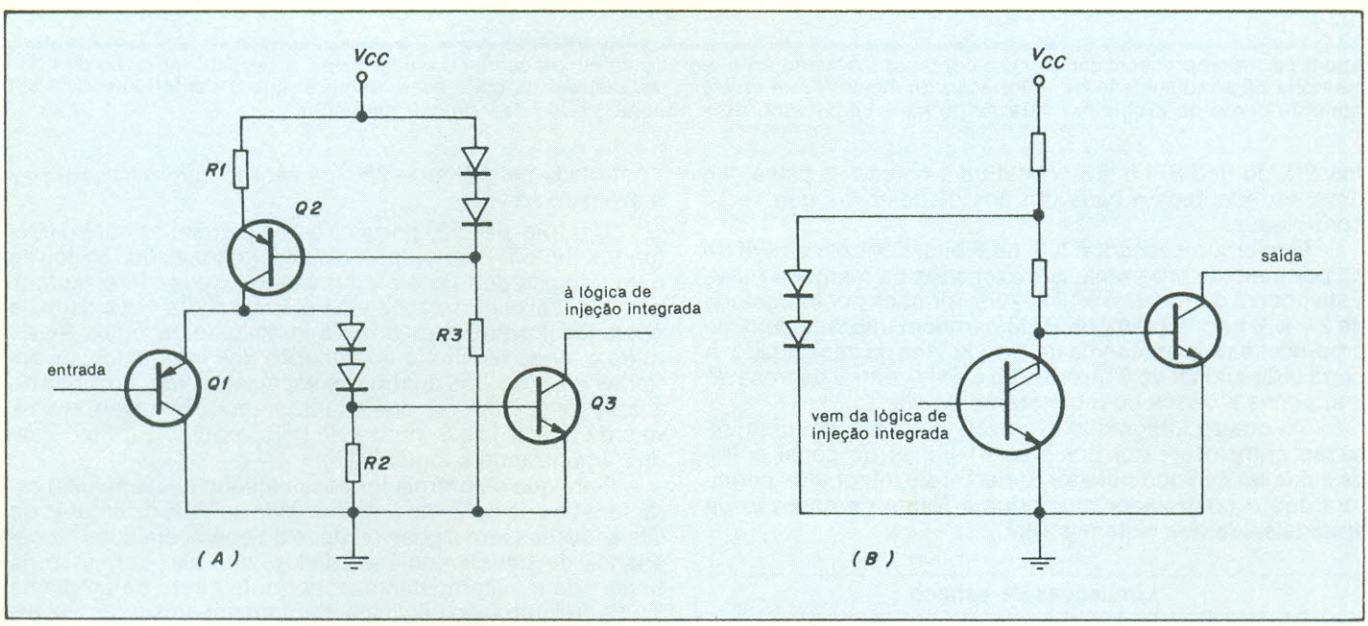
Os integrados LSI produzidos pela CDC (Control Data Corp.) para seu controlador de periféricos Série/1, utilizam a lógica de injeção integrada (I^2L), beneficiando-se de sua velocidade de operação, densidade e baixa dissipação em potência. Mas, pelo fato de operar com tensões reduzidas, a lógica I^2L é bastante suscetível à interferências e ruídos. Além disso, não é compatível com a lógica TTL do microprocessador Z80 e do restante do circuito do controlador. Para resolver o problema do ruído e facilitar as interligações, todas as entradas e saídas dos integrados possuem adaptadores *(buffers)* que os tornam compatíveis com a lógica TTL.

Para o adaptador de entrada (a), utilizou-se a abordagem básica de espelho de corrente, já que essa disposição fornece vários parâmetros desejados para o desempenho. Em primeiro lugar, a fonte de corrente para a chave do adaptador possui uma compensação de tensão embutida. À medida que a tensão de alimentação (V_{CC}) varia, R1 vê uma tensão praticamente constante sobre si mesmo, a fim de fornecer 1,5 mA. A referência é simples, porém pode aceitar várias fontes de corrente. A chave principal é compatível com o limiar de 1,4 V da lógica TTL, já que a tensão no emissor de Q1 alcança 2,1 V.

Ao nível "1", a entrada PNP permite o fluxo das correntes de fuga, apenas, de forma que pode ser considerada uma carga de alta impedância. Ao nível "0", a corrente drenada é uma função do beta e da corrente de coletor de Q1 (de 100 a 150 uA, normalmente). Q3 é o primeiro transistor I^2L do circuito e representa um caso especial, pelo fato de não exigir injeção de corrente; ele a obtém da rede que o antecede.

O adaptador de saída (b) é do tipo coletor aberto e conta com uma elevação externa de tensão, de modo a permitir sua conexão com uma barra comum. Sempre que necessário a elevação é feita internamente, a fim de evitar componentes externos adicionais. Tal projeto possibilita o uso bidirecional dos adaptadores, pois a saída deste pode ser acoplada diretamente ao transistor PNP de um adaptador de entrada. Um dispositivo I^2L de dois coletores excita diretamente o transistor NPN final, através de um sistema de polarização relativamente simples.

Os requisitos do dispositivo excitador de saída pediram por uma tensão de saturação emissor/coletor inferior a 0,4 V, a 0,6 mA; uma tensão de ruptura coletor/base de 20 V; uma tensão de *latch* (ou trava) de 7 V entre coletor de emissor; e uma faixa de betas entre 60 e 150, a uma corrente de coletor de 4 mA. A fim de garantir imunidade adicional contra ruídos, as conexões de terra do adaptador são feitas através de uma barra separada da própria linha de terra dos circuitos I^2L.



cam também consideravelmente a análise de falhas do sistema e o teste das bolachas.

A comunicação existente entre os CIs e o microprocessador, através de sua barra bidirecional de 8 bits, não requer integrados adicionais de *interface,* o que ajuda a reduzir o número de pinos nesses CIs especiais, uma importante consideração de projeto (veja o quadro "Um ou quatro integrados?"). Evitando circuitos de *interface,* evita-se também um maior número de pistas de interligação pela placa.

O primeiro e maior dos quatro CIs é o que contém os circuitos de endereçamento, responsáveis pelo controle do fluxo de dados entre a memória da UCP e o periférico utilizado. Dos vários blocos funcionais deste integrado, quatro deles — os adaptadores de entrada e saída da barra de dados do microprocessador e os adaptadores de entrada e saída da barra de endereços da Série/1 (figura 2) — efetuam a comunicação dos circuitos I^2L internos com os TTL externos.

O registrador de controle recebe instruções do Z80 e, por sua vez, determina o sentido de fluxo nas barras internas do integrado. Relacionados com a barra de endereços do UCP estão o comparador de endereços e o decodificador/registrador DPC. O decodificador é empregado na modalidade de controle direto de programa, executando instruções simples que não requerem a intervenção do microprocessador. Dessa forma, a UCP da Série/1 mantém controle sobre o fluxo de informações durante todo o tempo em que permanecer essa modalidade de operação. O comparador procura pelo endereço do periférico acoplado ao controlador e determina quando a UCP lhe está enviando dados ou instruções.

Contador de endereços

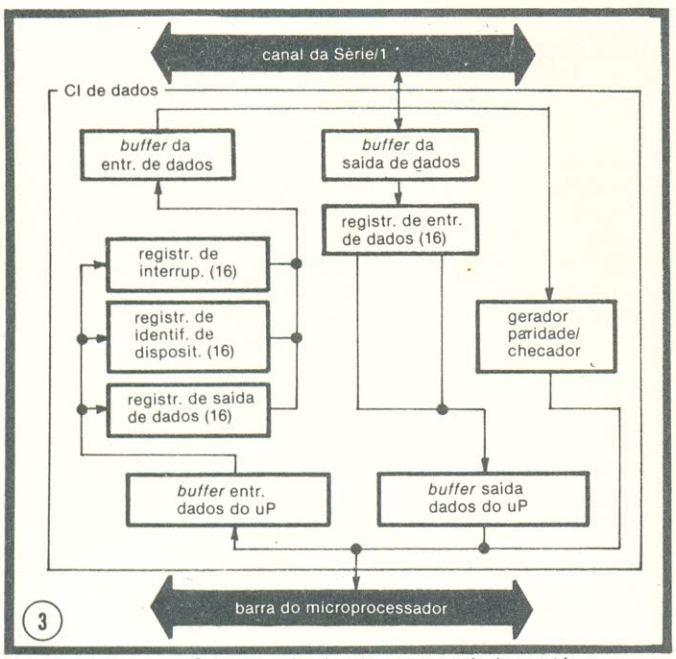
O maior bloco deste circuito é formado pelo contador

síncrono de 16 bits, encarregado de armazenar endereços. Sua função principal consiste em permitir o acesso seqüencial à memória da UCP Série/1, sob o controle do microprocessador, durante a modalidade de subtração de ciclos. Projetado para efetuar transferências seqüenciais de bytes ou palavras, o contador emprega a característica de carga paralela, assim como o transporte tipo previsão *(look-ahead),* em seus estágios de contagem.

Registradores que se voltam para a UCP

A principal tarefa do integrado de dados (figura 3) consiste em reter temporariamente os dados e, em seguida, transferí-los da memória da UCP para a barra do microprocessador ou vice-versa, tarefa que é executada por 4 registradores de 16 bits. O registrador de entrada recebe 16 bits de dados da UCP e passa-os à frente, 8 bits por vez, para o registrador de saída, que fica ligado à barra bidirecional do Z80. Associado a este registrador temos um gerador/verificador de paridade, que verifica a integridade dos dados.

Os outros três registradores (além do localizado à entrada) se reportam diretamente à UCP. O de interrupção emite uma palavra de informação de interrupção sempre que uma operação é completada; o de identificação de dispositivo transmite uma palavra de 16 bits, cada vez que a UCP requisita uma identificação; e o de saída de dados é usado na escrita programada DMA (acesso direto à memória) da memória Série/1, sob o controle do microprocessador, na modalidade de subtração de ciclos. Contendo aproximadamente 800 portas, o circuito de dados mede 4,3 × 4,8 mm.



Armazenando — O integrado de circuito de dados retém, em um registrador de entrada, os dados vindos da UCP e destinados ao periférico; os outros três registradores guardam as informações de interrupção vindas do Z80 e destinadas à UCP. O checador/gerador de paridade mantém a integridade dos dados.

Status

O microprocessador se utiliza do CI de *status* para fornecer informações referentes à condição do sub-sistema periférico vindas do e enviados ao minicomputador. Algumas dessas informações são códigos de condição de interrupção que indicam a natureza da interrupção, tal como término normal ou anormal de operação.

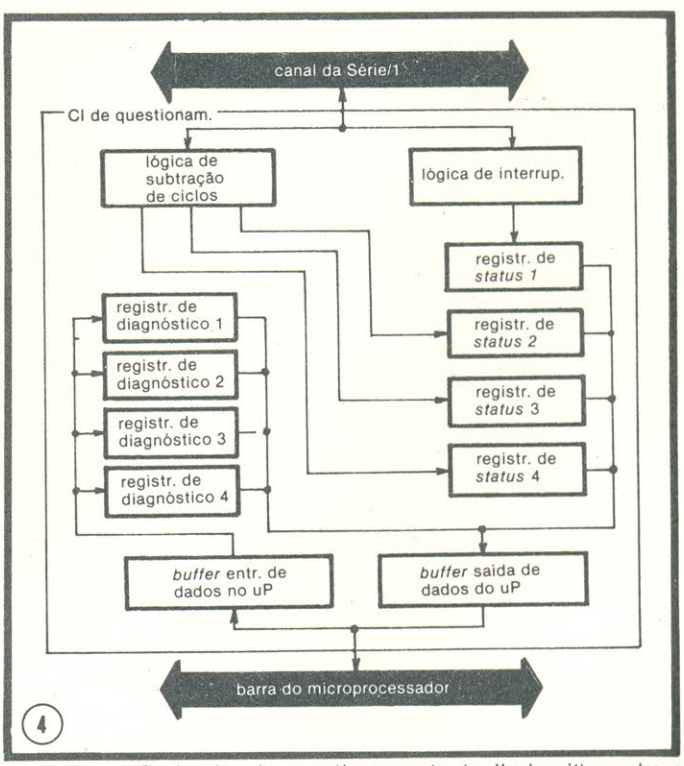
Existem, ainda, várias indicações de *status* que informam sobre o estado da UCP e que são obtidas no canal IBM. Um registrador de 4 bits, responsável pela indicação de *status* da barra, é continuamente monitorado para dele se extrair informações sobre o estado da UCP; ele é capaz de indicar condições como o *reset* de aplicação de alimentação, o *reset* do sistema e a verificação de parada/máquina *(halt/machine),* para uma operação adequada ao canal da Série/1. O CI de *Status* tem uma área de 4 × 4 mm, contendo 450 portas.

Requisições e respostas

O último dos quatro integrados especiais é o de questionamento ou requisição *(polling),* que toma para si a responsabilidade de chamar a atenção da UCP, para que ela possa atender ao periférico (figura 4). Ele ainda se mantém atento às respostas que a UCP dá a tais requisições, a fim de que o microprocessador possa saber se a UCP está pronta para a transferência de dados.

Neste integrado existem quatro registradores de diagnóstico, nos quais o microprocessador tem a liberdade de escrever e ler. Tais dispositivos retém requisições de transferência de dados, compostas por vários bytes, tais como subtração de ciclos ou interrupções; esta última é usada, geralmente, na simplificação do início ou término de uma operação de transferência de dados.

O CI de questionamento contém ainda 4 registradores de *status,* carregados pela UCP e lidos apenas pelo microprocessador. A função deles é a de informar sobre o estado da UCP, indicando, por meio de bits, *status* impróprio, captura e habilitação na subtração de ciclos. O integrado de questionamento mede 4 × 4,7 mm.



Ei, UCP! — O circuito de questionamento *(poll circuit)* recebe a atenção da UCP, para que o periférico seja atendido. Seus quatro registradores de diagnóstico são lidos ou escritos pelo microprocessador; os quatro registradores de *status,* por sua vez, são lidos pelo microprocessador e recebem dados do minicomputador. ▷

Um ou quatro integrados?

A lógica empregada no controlador de periféricos da CDC contém apenas 2600 portas, um número que sugere uma integração bastante simples. Tal nível de integração já havia sido obtido em outras aplicações, mas a natureza dos controladores integrados não permitiu sua implementação em um só encapsulamento, dado o estado atual da arte de encapsular circuitos.

Um controlador de periféricos deve reter tanta informação quanto possível no que se refere aos estados de corrente de todos os componentes do sistema, o que exige muitas entradas de dados e saídas de controle. No caso dos controladores entrada/saída da Série/1, as linhas requeridas consistem de 81 para a comunicação com o canal do minicomputador, 33 para a comunicação com o sistema do microcomputador e 27 de comunicação com o periférico propriamente dito, num total de 141 linhas.

Essa enorme quantidade de terminais elimina a possibilidade de se alojar todo o sistema em um só integrado, pois o maior encapsulamento comercial, na época do projeto, não dispunha de pinos suficientes. E é lógico que, num sistema dividido em vários integrados, mais pinos serão necessários para se efetuar as ligações entre eles. Assim sendo, a versão final, de quatro integrados, exigiu um total de 250 pinos; os encapsulamentos escolhidos foram os *flat-packs* cerâmicos de 64 pinos, devido ao espaço limitado da placa de circuito impresso. Não foi possível aproveitar os encapsulamentos DIP (duplo alinhamento), nem qualquer outro tipo que empregasse soquetes.

Laboratório de Efeitos Luminosos, para muitas experiências e muitas aplicações

Termômetros, detectores de zero, tacômetros, indicadores de tensão da rede, luzes sequenciais, voltímetros com *extended range* e indicação de sobrecarga, etc. Esses são apenas alguns exemplos de aplicações possíveis com o Laboratório de Efeitos Luminosos.

Na verdade, este *kit* é mais simples do que possa parecer. Trata-se de um indicador de níveis de tensão formado por 10 comparadores, todos contidos num único integrado (o novo LM 3914), à saída dos quais são ligados 10 LEDs.

O LM 3914 permite que ele funcione em dois modos de funcionamento, a escolher: **ponto** (acendimento de um LED a cada vez) e **barra** (acendimento de um LED por vez, mas sem que os anteriores se apaguem). Ainda mais, podem ser acoplados vários kits do laboratório, expandindo a escala para mais de 100 LEDs.

A disposição compacta da lógica I^2L

O maior dos 4 CIs, o de endereços, é um bom exemplo do grau de integração atingido, pois contém 800 portas, medindo apenas 4,6 × 4,8 mm. Os adaptadores que tornam a lógica I^2L compatível com TTL estão localizados na periferia dos integrados. Foram usadas duas camadas de metalização, reservando a segunda para todas as barras de alimentação e a primeira para 95% das interligações lógicas.

A seção I^2L foi implementada por meio de portas de quatro coletores, com sua geometria convencional. Em geral, a estrutura dessa chave interna é constituída por duas portas, alimentadas por um injetor PNP, lateral e comum às duas. A posição do contato de base é bastante flexível, assim como as posições dos coletores, permitindo um sistema de interligações sob medida para cada caso. Tal flexibilidade torna possível ainda uma distribuição mais compacta que a obtida com uma série de portas com posições fixas para as bases e os coletores.

A área N^+ que circunda as portas melhora os betas, compensando as variações do processo. Apesar de operarem, nesta aplicação, por correntes de injeção da ordem de 150 µA, ficou provado, através de testes de laboratório, que é possível operar tais circuitos até mesmo na faixa do 1/2 nA.

A estrutura básica do transistor do dispositivo I^2L é montada sobre um substrado tipo P. Uma camada inferior N^+ proporciona uma região de emissor comum com uma baixa resistividade, enquanto outra camada tipo N, epitaxial, constitui as fundações do transistor. O anel N^+ também serve como uma ótima barra de terra.

As tensões de travamento no coletor do transistor NPN estão em torno dos 5 V e o seu beta, na faixa de 3 a 10.

Projetado por meio de computador

Uma parte muito importante do processo de projeto foi o auxílio de computador, em vários estágios. Assim, por exemplo, enquanto as *interfaces* dos adaptadores estavam sendo projetadas, executava-se simulações extensivas, a fim de assegurar que todos os parâmetros de projeto estavam dentro das especificações, no que se refere à tensão e faixas de temperaturas. O programa utilizou o modelo matemático de Ebbers-Moll para o transistor e admitiu variações nos valores dos componentes, para que fosse encontrada a melhos combinação possível.

A tabela da verdade I^2L foi verificada por outro programa de computador, que produziu, simultaneamente, uma simulação de projeto lógico. Dados os parâmetros I^2L de tempo de propagação das portas versus posição de coletor, esse programa individualiza qualquer problema na lógica ou na tabela da verdade, antes que o projeto seja implementado.

O traçado foi analisado e verificado diversas vezes, através do sistema automatizado de traçados, o que ajudou a minimizar problemas na ocasião em que a bolacha foi testada, evitando assim uma dispendiosa "volta à prancheta" O resultado final consistiu de uma grande economia, tanto em dinheiro como no tempo. Em apenas 10 meses, todos os quatro CIs especiais foram levados do projeto inicial ao pleno funcionamento, satisfazendo todas as especificações originais. □

© — *Copyright Electronics International*

PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

16.ª lição

Capítulo IV

PROJETO DIGITAL

Neste capítulo você aprenderá, basicamente, como projetar circuitos digitais. Terá oportunidade de aplicar seus conhecimentos do funcionamento e utilização de circuitos digitais para desenvolver um projeto que resolva um certo problema ou preencha uma certa necessidade. Primeiro, demonstraremos como estabelecer um critério de projeto para o equipamento considerado. Depois, consideraremos os procedimentos para o projeto tanto de circuitos combinacionais, quanto seqüenciais. Diversos exemplos de projetos serão dados a você para mostrar-lhe algumas das muitas aplicações dos circuitos digitais.

Critérios de projeto

O primeiro passo no projeto de um circuito digital é definir o que ele deverá fazer. Você pode, para isso, alinhar as especificações do circuito. Estes detalhes especificarão precisamente o objetivo do circuito e o desempenho desejado. Os passos restantes do projeto converterão este conjunto de especificações num circuito de função prática que preencherá os objetivos concebidos. No projeto do circuito haverão alguns deles padronizados, de avaliação do mesmo. Ou seja, existem certos critérios para determinar se você está solucionando adequadamente seus objetivos de projeto. Para os equipamentos digitais, como para quase todo tipo de equipamento eletrônico, o principal critério de elaboração é conseguir o máximo desempenho para o menor custo. Este amplo critério geral é constituído de várias partes, que definem o que entendemos por máximo desempenho e mínimo custo. Vejamos o que cada uma dessas importantes considerações significa.

Máximo desempenho

O termo máximo desempenho pode ter uma variedade de significados, dependendo do circuito ou equipamento a ser projetado. A definição de máximo desempenho, portanto, é função direta da aplicação. Alguns dos fatores que formam o máximo desempenho incluem rapidez de operação, precisão, tamanho, consumo de energia, confiabilidade, e o número de características únicas.

Se visarmos o mercado com este equipamento, então quereremos fazê-lo o mais desejável possível em termos de custo, *performance* e características. Desejaremos que ele seja comercializável e competitivo. Estes são apenas alguns dos fatores que definem o que é máximo desempenho. Cada um destes deve ser definido por si próprio para combinar-se com a aplicação específica. Como você pode ver, o que queremos fazer é desenvolver a melhor peça de equipamento possível para o nosso investimento em tempo e dinheiro, no projeto e produção.

Mínimo custo

Nosso objetivo de projeto é conseguir o máximo desempenho possível para o menor custo. O custo quer dizer tanto material como tempo. Um projeto de baixo custo deverá ter poucas partes. Poucas partes significa a menor placa de circuito impresso para montá-lo e de menor custo quanto menor o número de partes em um projeto, maior a confiabilidade.

Um outro fator importante é o tempo de elaboração e produção. O custo de qualquer produto inclui o tempo requerido para projetá-lo e produzi-lo. Quanto mais rápido e fácil de projetar é o circuito, menos ele custa. Do mesmo modo, quanto menor o número de horas necessário para construí-lo e testá-lo, também mais barato ele será.

Compromissos

Um projeto que atinja o máximo de desempenho por um custo mínimo é um projeto eficiente. Mantendo o critério de máximo desempenho com mínimo custo como objetivo principal, você perceberá que em certas situações práticas são necessárias concessões. Isto significa que nem sempre é possível obter a mais alta *performance* para o menor custo. Como regra geral, desempenhos elevados custam mais dinheiro. Se padrões muito altos de desempenho devem ser obedecidos, então devemos aceitar o fato que a pena a ser paga é um custo elevado. Por exemplo, para conseguir maiores velocidades de operação, circuitos integrados mais caros devem ser usados. Esta maior velocidade também requer geralmente um maior consumo de energia. Portanto, para conseguir a maior velocidade possível, sacrificamos o custo e o consumo. Precisão aumentada geralmente exige circuitos de maior qualidade e em alguns casos uma maior quantidade de circuitos. Novamente, altos custos, maior consumo de potência, serão sacrificados. Aumentando o número de componentes também aumentamos o tempo de produção e reduzimos a confiabilidade. Além disso, projetos de alta *performance* são geralmente mais sofisticados e complexos. Isto, por sua vez, quer dizer um maior tempo de concepção. Portanto, uma tentativa de conseguir o máximo desempenho irá invariavelmente elevar os gastos. Por essa razão, você deve estar pronto para comprometer o desempenho e outras características, se quiser um custo menor. O procedimento de projeto é basicamente um artifício para conseguir o nível de funcionamento desejado ao menor custo possível. Com ele você estará tentando chegar a uma eficiente solução de meio termo.

Há muitas situações onde desejamos selecionar o desempenho como a única característica importante de projeto. Poderá ser absolutamente neces-

sário obter o nível desejado de *performance* independentemente do custo. Em outra aplicação, justamente o oposto poderá ser verdade. Ao invés de otimizar seu projeto para alto desempenho, você poderá querer otimizá-lo para o menor preço possível.

Embora a otimização de seu projeto para o máximo desempenho ou mínimo custo seja necessária algumas vezes, na maior parte dos casos estaremos naquele terreno intermediário onde o trabalho poderá ser balanceado entre o desempenho e o preço, para conseguir um nível aceitável em ambos.

PROJETO DE CIRCUITOS LÓGICOS COMBINACIONAIS

Veremos agora um processo passo a passo que poderá ser utilizado para projetar realmente qualquer circuito lógico combinacional. O procedimento levará você desde a definição básica do problema até o circuito completo usando modernos circuitos integrados. Os passos nesse processo são:

1. Definição do problema
2. Desenvolvimento da tabela verdade
3. Anotação das equações lógicas
4. Minimização das equações lógicas
5. Seleção do circuito e implementação do projeto

Cada um desses passos será descrito em detalhe. Exemplos de projeto serão usados para ilustrá-los. Além disso, você aprenderá uma importante técnica para minimização de equações lógicas. Esta técnica envolve o uso de um mapa de Karnaugh. Este é um método de colocação das equações lógicas numa forma gráfica que permita uma rápida minimização do circuito sem o uso de álgebra booleana. Finalmente vários problemas de projeto serão dados para permitir a você a prática de seu próprio procedimento. Então vejamos os passos do processo de projeto.

Definição do problema

O primeiro passo no projeto de qualquer circuito lógico combinacional é uma completa definição do problema. Isto significa que você deve identificar inteiramente todas as funções do circuito. Você saberá a partir da aplicação especifica quais operações o circuito deverá realizar. Seu trabalho inicial será perfilá-las completamente.

O melhor e mais completo método de definição do problema é escrever uma descrição total da aplicação e as funções que se deseja conseguir. Embora possa parecer desnecessário colocar estas informações na forma escrita, procedendo assim você estará se forçando a identificar completamente e explicar o que deverá acontecer. Nessa descrição você identificará os tipos e o número de sinais de entrada para o circuito. Também identificará o tipo e o número de saídas a serem produzidas pelo circuito. Faça sua descrição do circuito tão completa quanto possível. A forma exata desta descrição não é importante. Ela poderá ser uma narrativa descritiva, como também poderá ser simplesmente uma lista de entradas, saídas e funções a serem desempenhadas.

Uma vez completada a descrição funcional de seu circuito, faça uma tabela de especificações. Esta tabela deverá duplicar algumas das informações contidas na sua descrição do circuito. Porém, a informação estará exposta mais concisamente. As especificações deverão listar o número e tipo de entradas, número e tipo de saídas, velocidade de operação desejada, consumo de potência desejado, um objetivo de custo, um objetivo de peso e tamanho, tipos de circuito integrado a serem usados, requisições de *interface* para as entradas e saídas incluindo especificações de nível lógico, e quaisquer outras informações pertinentes à operação do circuito. Independentemente de o seu projeto ser um circuito dentro de um sistema maior ou um sistema digital completo por si mesmo, a descrição funcional, a definição do problema e o grupo completo de especificações darão a você todas as informações necessárias para completar o projeto.

O processo de escrever a descrição do circuito e suas especificações é um exercício valioso. Ele o força a pensar sobre o problema e a identificá-lo tão cuidadosamente quanto possível. Na preparação dessa informação você descobrirá muitas coisas que pode não ter imaginado inicialmente. A definição do problema é mais que um exercício trabalhoso. É uma primeira parte vital do processo de elaboração e o sucesso ou fracasso do projeto pode ser traçado quase diretamente na eficácia dessa definição do problema.

Uma outra vantagem da definição completa do problema e alinhamento das especificações, é que você terá um conjunto completo de documentação para seu circuito ou sistema que poderá ser utilizado mais tarde na preparação de manuais de instruções para o equipamento, informações de engenharia, artigos de jornal, e outros requerimentos para estas informações.

Para ilustrar este conceito de definição do problema, e outros passos de um procedimento de projeto, tomaremos um exemplo típico e o seguiremos em cada um dos passos. O circuito do exemplo será inicialmente simples para auxiliá-lo a assimilar facilmente os conceitos envolvidos. Mais tarde, exemplos mais detalhados serão dados.

Problema exemplo. O objetivo desse projeto é desenvolver um circuito lógico combinacional que deverá monitorar uma palavra binária de quatro bits e gerar um sinal binário de saída com nível alto quando um dos seis estados inválidos de quatro bits do código BCD 8421 ocorrer.

Especificações. As especificações detalhadas para o circuito descrito anteriormente são as que se seguem:

1. Palavra de entrada binária paralela de quatro bits.
2. Saída de sinal que deverá ser 1 binário quando qualquer um dos seis números inválidos do código BCD ocorrer.
3. Uso de circuitos integrados TTL com níveis lógicos TTL de 0 binário = + 0,4 volts e 1 binário = + 3,5 volts.
4. Velocidade de operação: o atraso de propagação do circuito deverá ser menor que 100 nanossegundos. Ou seja, a saída deverá tornar-se 1 binário em 100 nanossegundos ou menos a partir do instante em que o código de entrada for um dos seis valores BCD inválidos.
5. Custo, tamanho e consumo de potência minimizados. É desejável que se tenha o circuito completo contido em uma única cápsula integrada DIP.

Desenvolvimento da tabela verdade

O próximo passo no procedimento de projeto é converter sua descrição do problema em uma tabela verdade. A tabela como você deve lembrar-se é uma carta que identifica completamente todas as combinações de entrada possíveis, e os estados lógicos correspondentes da saída. A tabela verdade define totalmente a operação do circuito. Poderá ser desenvolvida diretamente de sua descrição do problema e especificações.

O primeiro passo no desenvolvimento da tabela verdade é determinar o número de entradas para o circuito lógico. Isso, é claro, é função da aplicação e esta informação deverá ser definida na descrição do problema. O número de entradas determinará o número máximo de estados de entrada que podem ocorrer com esse número de variáveis. O total de estados de entrada possíveis é igual a 2^n, onde n é o número de entradas. Por exemplo, se você definiu quatro entradas para o circuito, há um número total possível de $2^4 = 16$ diferentes estados que podem acontecer. Dependendo da aplicação, todos ou possivelmente apenas alguns desses estados poderão ocorrer. Na descrição do problema estes deverão ser identificados.

Comece a construção da tabela ▶

verdade escrevendo todos os estados binários de entrada possíveis. Você o fará simplesmente arrolando os números binários de zero até o limite superior máximo que é função do número de estados da entrada. Para quatro entradas e um máximo possível de 16 estados, você simplesmente listará os números binários de 0000 até 1111 em seqüência. Isso definirá completamente todas as possibilidades da entrada.

Nas colunas adjacentes aos estados de entrada na tabela, anote as variáveis de saída especificadas pelo problema. Nestas colunas, identifique os estados de saída desejados para cada combinação da entrada. Se algum dos estados de entrada não for usado, identifique-o como sendo inválido ou irrelevante, embora ele não seja necessário.

figura 1-16

entradas				saída
A	B	C	D	F
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

Tabela verdade para o detector de códigos BCD inválidos.

A figura 1-16 mostra a tabela verdade para o detector de códigos inválidos BCD. A entrada é uma palavra binária paralela de quatro bits. Nós designaremos cada um dos bits de entrada com uma letra ou identificação. Lembre-se que qualquer esquema de números ou letras pode adequar-se à aplicação. Nomes mnemônicos curtos designando o sinal ou sua função podem ser usados. Combinações alfanuméricas também podem ser empregadas. Para esta aplicação as letras A, B, C e D são adequadas. A saída do circuito será designada F. Este é o sinal lógico que será 1 binário se um código inválido for detectado.

Note na tabela verdade que todas as dezesseis combinações possíveis de quatro bits estão listadas. Os primeiros dez estados de 0000 até 1001 são os códigos BCD 8421 válidos. Sendo estes válidos, a saída F será 0 binário. Para as entradas 1010 até 1111, a saída F será 1 binário, assinalando um código inválido. Não há estados não usados ou irrelevantes. A tabela verdade define completamente a operação do circuito.

Embora nosso exemplo tenha apenas uma saída binária, outros circuitos lógicos combinacionais podem ter múltiplas saídas. No caso a tabela verdade também as definiria. Uma coluna separada para cada saída deverá ser providenciada.

Desenvolvimento das equações lógicas

O próximo passo no processo de projeto é escrever as equações lógicas booleanas a partir da tabela verdade. Isto colocará a função lógica numa forma em que ela possa ser manipulada com álgebra booleana. O que permitirá a você reduzir a equação lógica usando técnicas booleanas e assim minimizar a quantidade de circuito necessária para implementá-la. Em algumas aplicações não será necessário minimizar a equação com álgebra de Boole. Ao invés disso, a equação será simplesmente usada como um guia na implementação da função, dependendo do tipo de circuito a ser usado.

Para escrever a equação lógica pela tabela verdade, observe as colunas da saída e escreva o produto dos termos das entradas para cada saída onde ocorre um estado 1 binário. O resultado será uma equação lógica soma de produtos. Esse processo levará a uma única equação booleana para cada saída.

Observando a tabela verdade do detector de códigos inválidos BCD da figura 1-16 você poderá escrever a equação de saída.

$F = A\bar{B}C\bar{D} + A\bar{B}CD + AB\bar{C}\bar{D} + AB\bar{C}D + + ABC\bar{D} + ABCD$

Nesse ponto é possível implementar a equação booleana diretamente com circuitos lógicos. Portas E e OU podem ser combinadas para desempenhar esta função. Mas, em muitos casos é desejável usar álgebra booleana ou outros meios para reduzir a equação a uma forma mais simples. Isto poderá resultar na minimização do número de portas e circuitos integrados a serem usados no projeto. A minimização geralmente leva a um menor custo, menor tamanho, e consumo de potência reduzido.

Minimização do circuito

Utilizando as técnicas descritas no curso de Álgebra Booleana, as equações lógicas que você desenvolveu a partir da tabela verdade poderão ser reduzidas.

Mostraremos a seguir passo a passo o processo utilizando álgebra de Boole para minimizar a equação lógica desenvolvida no passo anterior. Lembre-se que será apenas um dos vários caminhos que pode ser usado. Depende de como você agrupar os diversos termos lógicos, os passos poderão ser diferentes. Em qualquer caso, sua equação lógica reduzida resultante deverá ser a mesma.

$F = A\bar{B}C\bar{D} + A\bar{B}CD + AB\bar{C}\bar{D} + AB\bar{C}D + + ABC\bar{D} + ABCD$

Reduzindo por fatores

$F = A\bar{B}C(\bar{D} + D) + AB\bar{C}(\bar{D} + D) + + ABC(\bar{D} + D)$

Reduzindo pela Lei dos Complementos e Lei da Intersecção

$F = A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$

Reduzindo por fatores

$F = A\bar{B}C + AB(\bar{C} + C)$

Reduzindo pela Lei dos Complementos e Lei da Intersecção

$F = A\bar{B}C + AB$

Reduzindo por fatores

$F = A(\bar{B}C + B)$

Reduzindo pela Lei da Absorção

$\bar{B}C + B = B + C$

$F = A(B + C)$

Expandindo por multiplicação

$F = AB + AC$

Como você pode ver uma redução significativa na equação foi obtida. É óbvio que ela requer muito menos circuito para ser implementada na sua versão reduzida do que na original derivada da tabela verdade. Este passo de minimização é muito importante para o projeto do circuito.

O uso da álgebra booleana é um pouco demorado e penoso. Para algumas equações a redução poderá ser feita rapidamente e sem muito trabalho. Porém, com equações maiores e mais complexas, o processo de minimização poderá requerer uma substancial quantidade de tempo. Você pode precisar rearranjar a equação e reagrupar os termos várias vezes antes de chegar a um resultado mínimo. Além disso, o procedimento de álgebra booleana descrito nem sempre leva a uma minimização otimizada. Devido à delicadeza dos circuitos lógicos, alguns métodos de redução de circuito não são indicados no processo de minimização das equações. Por esta razão, a álgebra booleana tem suas limitações. Outras formas foram desenvolvidas para fornecer a máxima quantidade de minimização possível e assim fazê-lo rápida e convenientemente. Uma dessas técnicas é conhecida como mapa de Karnaugh. Mas isso já é assunto para a nossa próxima lição. ■

curso de semicondutores

29º Lição

Diodos Emissores de Luz

Os diodos emissores de luz, ou simplesmente LEDs, dispensariam uma apresentação formal tal a difusão que alcançaram por suas inúmeras aplicações nos mais diversos campos da Eletrônica, e até fora dela. Em todo caso aqui vai: os LEDs são dispositivos semicondutores que produzem luz quando submetidos a uma corrente ou tensão externa. Ou seja, simplesmente convertem energia elétrica em energia luminosa. É o que veremos a seguir.

Por muitos anos as lâmpdas incandescentes e neon forma as mais populares fontes de luz em várias aplicações elétricas. A lâmpada incandescente simplesmente usa um filamento de metal que é colocado no interior de um bulbo de vidro, do qual é retirado o ar para produzir um vácuo. A corrente deve fluir de um eletrodo a outro através do gás, ionizando-o e fazendo com que emita luz.

A lâmpada incandescente produz uma quantidade considerável de luz, mas sua expectativa de vida é bastante curta. Uma lâmpada típica deve durar no máximo 5000 horas. Além de possuir vida curta, a lâmpada incandescente responde lentamente a variações na potência elétrica de entrada. Ela foi (e ainda é) adequada para o uso como indicador ou simplesmente fornecendo iluminação, mas devido a sua resposta lenta não variará fielmente sua intensidade luminosa de acordo com correntes que alternem a carga rapidamente. A lâmpada incandescente não pode, portanto, ser realmente usada para converter sinais elétricos de alta frequência (muitos acima de faixa de áudio) em energia luminosa adequada para transmissão através do espaço. A energia luminosa produzida pela lâmpada incandescente não é útil para o transporte de informação que deve subsequentemente ser convertida em sinal elétrico por um dispositivo sensível à luz apropriado.

A lâmpda neon possui uma expectativa de vida um pouco maior (tipicamente 10000 horas) e responde mais rapidamente a variações na corrente de entrada. Porém, sua intensidade de luz é muito menor que da lâmpada incandescente. A neon tem sido usada há muitos anos como indicadora ou luz de alerta e, em certas aplicações, para transmitir sinais alternados de baixa frequência ou informação na forma de luz em distâncias muito curtas. A lâmpada neon não pode ser usada simplesmente para a tarefa de iluminação.

Com todas essas deficiências, as lâmpadas neon e incandescentes foram utilizadas por muito tempo simplesmente porque não havia nada melhor disponível. Entretanto, nos últimos anos, foi desenvolvido um novo tipo de dispositivo emissor de luz que revolucionou o campo da optoeletrônica. Esse novo dispositivo é um componente de estado sólido, e é fisicamente mais forte que as lâmpadas encapsuladas em vidro. Como todos os dispositivos semicondutores, apresenta uma expectiva de vida ilimitada. Recebeu o nome de diodo emissor de luz ou LED, suas iniciais em inglês. Sendo um dispositivo semicondutor tão importante, nós examinaremos sua operação e construção em detalhe. Depois veremos como usá-lo em diversas aplicações.

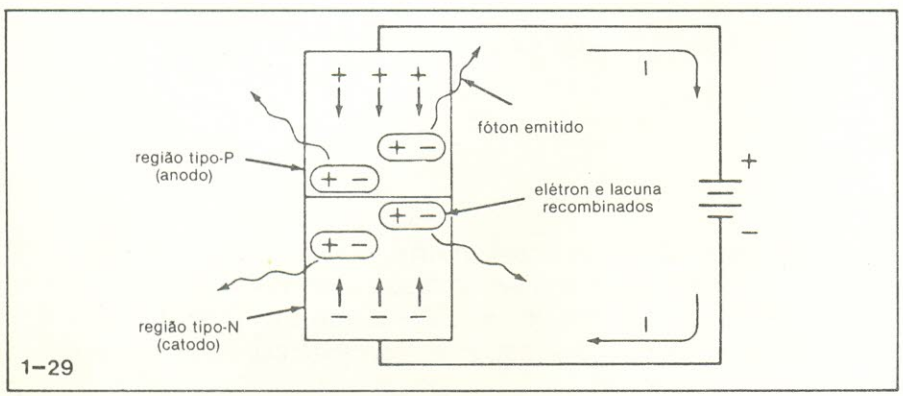
Funcionamento do LED

Já vimos antes como a energia luminosa (fótons) incidindo num diodo de junção PN pode conceder energia suficiente aos átomos internos ao dispositivo para produzir pares elétron-la-

▶

cuna. Quando o diodo está inversamente polarizado estes elétrons e lacunas separados são impelidos através da junção do diodo e sustentam uma pequena corrente no dispositivo. Mas, o oposto também é possível. Um diodo de junção pode também emitir luz em resposta a uma corrente elétrica. Nesse caso, a energia luminosa é produzida devido aos elétrons e lacunas forçados e se recombinarem. Quando um elétron e uma lacuna se recombinam, pode ser liberada energia na forma de fóton. A frequência (ou comprimento de onda) dos fótons emitidos dessa maneira é determinada pelo tipo de material semicondutor empregado na construção do diodo.

O LED utiliza o princípio descrito. É simplesmente um diodo de junção PN que emite luz pela recombinação de elétrons e lacunas quando uma corrente é forçada através da sua junção. O modo como isso ocorre está ilustrado na figura 1-29. Como mostra esta figura, o LED deve ser diretamente polarizado de modo que o terminal negativo da bateria injecte elétrons na camada tipo-N (o catodo) e estes elétrons irão mover-se em direção à junção. Lacunas correspondentes irão aparecer na camada tipo-P ou anodo do diodo (realmente causadas pelo movimento dos elétrons) e também parecerão mover-se rumo à junção. Os elétrons e lacunas imergirão na junção, onde eles poderão combinar-se. Se um elétron possuir energia suficiente, quando preencher uma lacuna ele poderá produzir um fóton de energia luminosa. Muitas combinações assim poderão resultar numa substancial quantidade de luz (muitos fótons) a ser irradiada pelo dispositivo em várias direções.



Operação básica de um diodo emissor de luz.

Nesse ponto, você provavelmente estará imaginando porque os LEDs emitem luz e os diodos comuns não o fazem. Isto se explica simplesmente pelo fato da maioria dos diodos comuns serem feitos de silício e este é um material opaco ou impenetrável à energia luminosa envolvida. Qualquer fóton produzido num diodo comum simplesmente não escapa. Os LEDs são feitos de materiais semicondutores semitransparentes à energia luminosa. Em consequência, em um LED parte da energia luminosa produzida pode escapar do dispositivo.

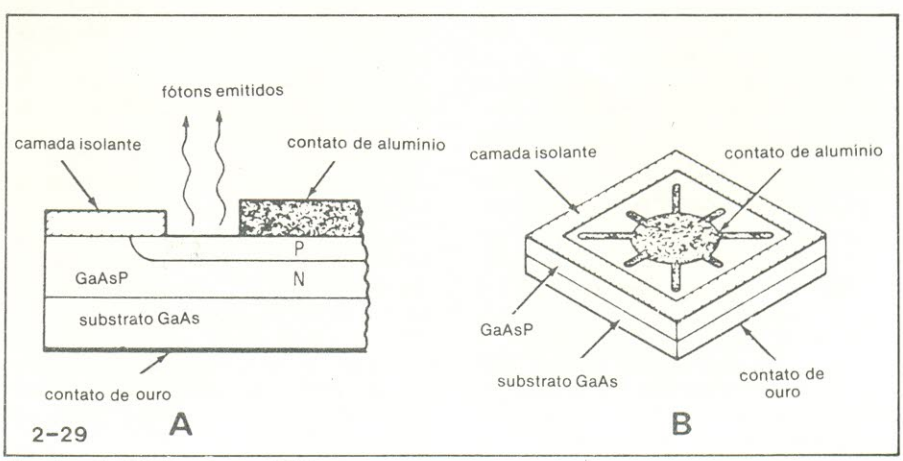
Construção do LED

Muitos LEDs são feitos de arseneto de gálio (GaAs). Os LEDs feitos desse material emitem luz mais eficientemente no comprimento de onda próximo a 9000 angstroms, que situa-se na região infravermelha do espectro da luz e não é visível ao olho humano. Outros materiais também são usados tal como o fosfeto arseneto de gálio (GaAsP), que emite uma luz vermelha visível a aproximadamente 6600 angstroms, e o fosfato de gálio (GaP), que produz uma luz visível verde em mais ou menos 5600 angstroms. O dispositivo de GaAsP oferece ainda uma gama relativamente extensa de possíveis comprimentos de onda de saída, pelo ajuste da quantidade de fosfeto nele presente. Variando-se a porcentagem de fosfeto, o LED pode emitir luz em qualquer comprimento de onda de 5500 a 9100 angstroms.

Embora a figura 1-29 ilustre a operação de um LED, ela não mostra como o dispositivo é construído. A construção de um LED típico de GaAsP pode ser visualizada pela figura 2-29. A figura 2-29A mostra um corte seccional do dispositivo e a figura 2-29B apresenta a pastilha do LED por inteiro. A construção inicia-se com um substrato de arseneto de gálio (GaAs). Sobre este substrato é feito o crescimento de uma camada epitaxial de fosfeto arseneto de gálio (GaAsP), mas a concentração de fosfeto de gálio (GaP) nesta camada é aumentada gradualmente de zero ao nível desejado. É necessário um crescimento gradual de modo que a estrutura cristalina do substrato não seja perturbada. Durante este período de crescimento, uma impureza tipo-N é adicionada para tornar a camada epitaxial um material tipo-N. A camada é ntão coberta com um material isolante especial e uma janela é aberta nesse isolador. Uma impureza tipo-P é então difundida através da janela, na camada epitaxial, e a junção PN está formada. A camada tipo-P é feita muito estreita, de modo que os fótons gerados na junção ou próximos a ela tenham apenas uma pequena distância a percorrer através da camada P e escapar como vemos na figura 2-29A.

A construção do LED de GaAsP é completada com a colocação dos contatos elétricos à região tipo-P e ao fundo do substrato. O contato superior possui um certo número de "dedos" que se estendem para fora, de modo que a corrente seja distribuída igualmente pelo dispositivo quando uma tensão direta de polarização for aplicada aos contatos.

Uma vez formado o LED deve ser montado numa cápsula adequada. Vários tipos de cápsulas são comumente usadas mas todas devem cumprir uma importante exigência. Todos os envólucros devem ser projetados para otimizar a emissão de luz do LED. Este fator é muito importante porque o LED emite somente uma pequena quantia de luz. Portanto, a maioria das cápsulas contém um sistema de lentes que concentra e efetivamente am-



Construção básica de um LED.

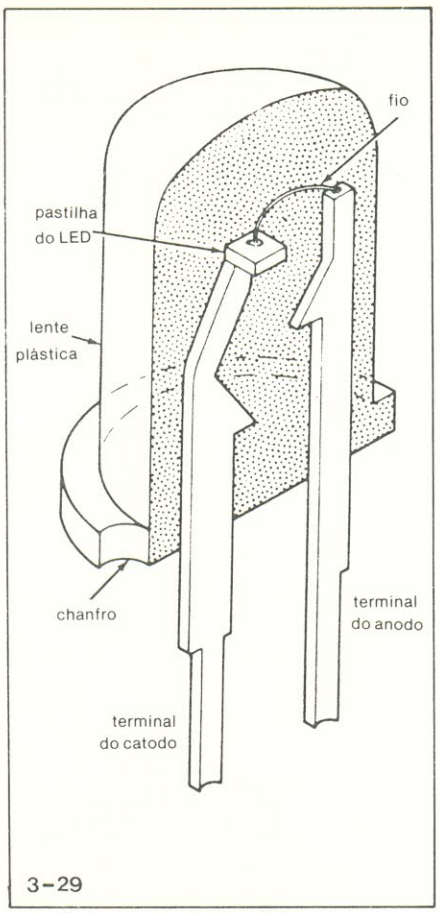
plia a luz produzida pelo LED. Além disso, diversos formatos de cápsulas são empregados para se obter variações na largura do feixe de luz emitido ou no ângulo de visão permissível.

Um típico encapsulamento de LED é apresentado na figura 3-29. Como vemos o corpo da cápsula e a lente são uma única peça e são moldados em plástico. Os terminais do catodo e anodo são inseridos através da cobertura plástica e estendem-se até o topo em forma de cápsula que serve como lente. O contato de fundo do LED é acoplado diretamente ao terminal do catodo e o contato superior é conectado ao terminal do anodo por um fio fino soldado no local. A colocação da pastilha do LED na cápsula é crítica, uma vez que esta serve como uma lente que conduz luz para fora do dispositivo e também serve como ampliador. Em alguns casos a lente plástica poderá conter finas partículas que ajudarão a difundir a luz, ou ainda a cápsula será pintada ou tingida com uma cor que acentue a cor da luz natural emitida pelo LED.

Pequeno teste de avaliação

1 — Os diodos emissores de luz convertem energia elétrica em energia _____.

2 — As lâmpadas incandescentes têm uma expectativa de vida muito longa.



Uma típica cápsula de LED.

a. Verdadeira
b. Falsa

3 — Os diodos emissores de luz devem ser polarizados diretamente para funcionarem adequadamente.
a. Verdadeira
b. Falsa

4 — Um LED apropriadamente polarizado emite luz devido à recombinação de _____ e _____ na junção.

5 — Os LEDs feitos com arseneto de gálio emitem luz na região _____.

6 — LEDs de fosfeto de gálio produzem uma luz visível _____.

7 — O contato elétrico superior do LED pode ter longos extensores ou "dedos", como mostra a figura 2-29, de modo que a corrente pelas junções seja _____ _____.

8 — A cápsula do LED usualmente possui o topo em forma de cápsula, servindo como _____.

Respostas

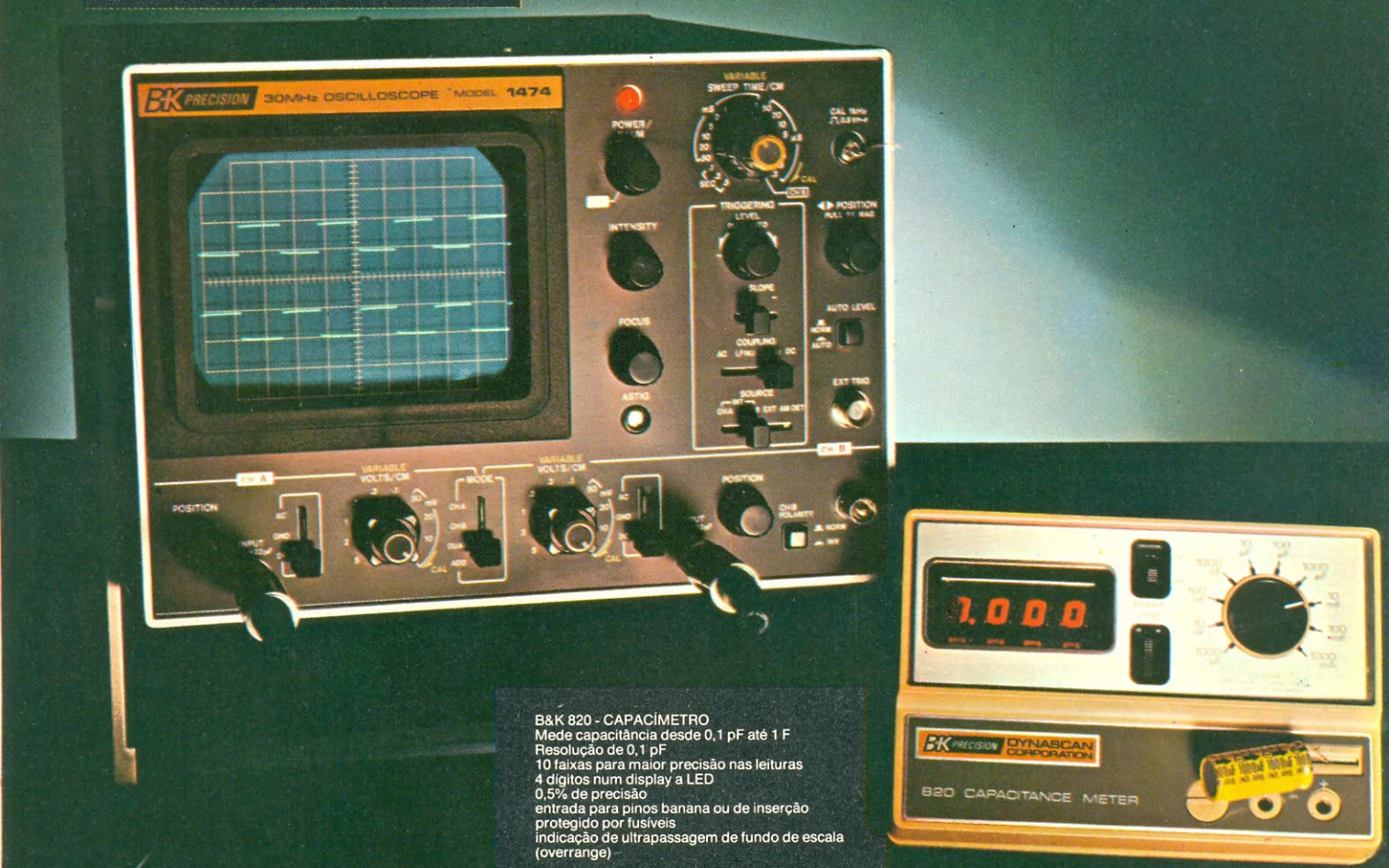
1. luz
2. falsa (b)
3. verdadeira (a)
4. elétrons e lacunas
5. infravermelho
6. verde
7. igualmente distribuída
8. lente

ANUNCIATES DESTE NÚMERO

BARTÔ REPRESENTAÇÃO E COMÉRCIO LTDA. 26
BRASITONE 67
CHRISTIAN ZETTLER ELETRÔNICA LTDA 75
COMERCIAL BEZERRA LTDA. 47
COMERCIAL IMPORTADORA ALP 37
CASA STRAUCH 84
CONSTANTA ELETROTÉCNICA S.A. 18 19
DIGITAL COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA. 77
ELETRÔNICA RADAR LTDA. 5
GEMAEFFE COMÉRCIO IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA. 85
N.S. ELETRONICS 13
NATIONAL DO BRASIL LTDA. 55
R.E. Santista 57
SÓ KIT 9
TRANSIENTE COMÉRCIO DE APARELHOS ELETRÔNICOS LTDA. 7

NOVIK S.A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO ..... 2ª CAPA
FILCRES ..... 3ª CAPA
BRAVOX ..... 4ª CAPA

B&K 1474 • OSCILOSCÓPIO DUPLO TRAÇO DE 30 MHz
Tempo de resposta menor que 11,7 ms
Trigger para maior que 50 MHz
5mV/cm de sensibilidade vertical
Seleção automática de trabalho CHOP ou ALTERNATIVE
Testa vários tipos de circuitos lógicos, inclusive ECL
Filtros passa-alta e filtros passa-baixa internos
Mantém precisão de calibração em sinais maiores que 105-130 VAC e 205-260 VAC
20 escalas calibradas da varredura - 0,2us/cm até 0,5 s/cm
Subtração e adição algébrica de sinais
Detetor de RF interno para a amostragem da envoltória
Tela iluminada e pontas de prova incluídas



B&K 820 - CAPACÍMETRO
Mede capacitância desde 0,1 pF até 1 F
Resolução de 0,1 pF
10 faixas para maior precisão nas leituras
4 dígitos num display a LED
0,5% de precisão
entrada para pinos banana ou de inserção
protegido por fusíveis
indicação de ultrapassagem de fundo de escala (overrange)

COMPRE UM INSTRUMENTO ELETRÔNICO IMPORTADO DE ALTA QUALIDADE POR UM PREÇO MUITO VANTAJOSO:

COMPRE B&K PRECISION, NA FILCRES.

A Filcres trouxe ao Brasil a linha completa B&K Precision: Multímetros digitais, Frequencímetros, Geradores de RF, Geradores de função, Testadores de semicondutores, Traçadores de curvas, Geradores de sinal, Analisadores de desempenho para faixa do cidadão e Osciloscópios de 5MHZ até 35MHZ.

Cada um destes instrumentos, mantendo os mais altos indíces de qualidade e precisão dos E.U.A., apresenta uma vantagem indispensável para o mercado brasileiro: versatilidade.

O espaço deste anuncio seria muito pequeno para descrevermos o orgulho que temos destes instrumentos, sua acuidade, capacidade, a inteligência dos acessórios, a gama de aplicações, design substancial, etc.; além de que, você é o técnico e vai querer respostas a outras perguntas, às suas perguntas.

Tome uma decisão simples e inteligente: solicite ao nosso representante técnico uma demonstração do instrumento de seu interesse; para isso basta falar com a Srta. Cileide pelos tels.: 221-0147/222-3458. Ou visite nosso Show-room de Instrumentos, à rua Aurora, nº 165/171.

Estamos confiantes de que você vai encontrar na linha B&K tudo o que você espera de uma instrumentação eletrônica com mais de 30 anos de experiência nos E.U.A. Menos o preço que, como já avisamos, vai lhe parecer meio subdesenvolvido.

FILCRES

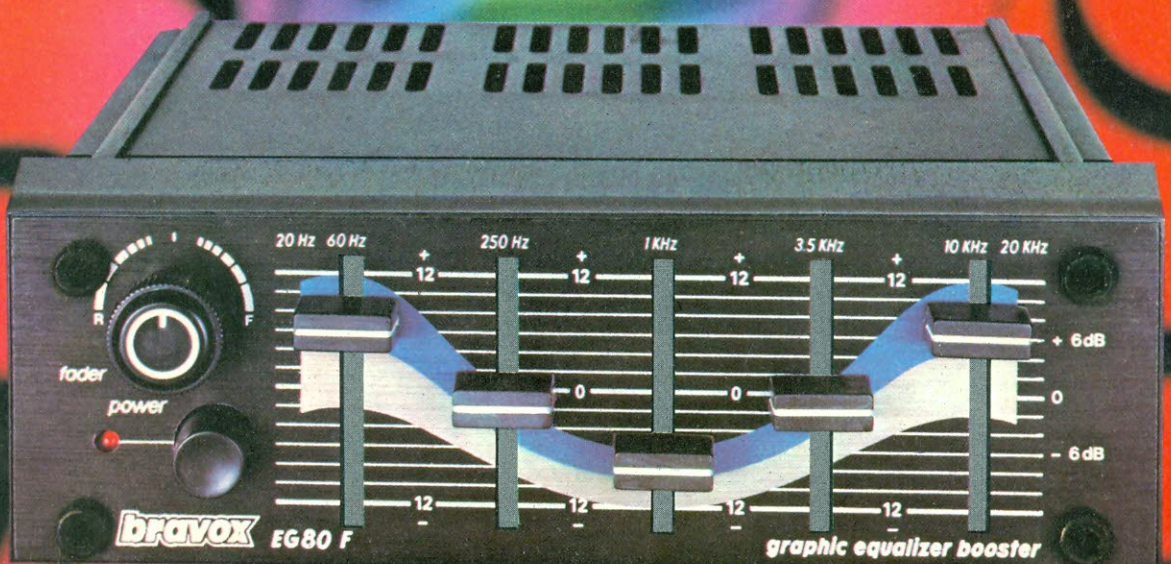
Filcres e distribuidores em todo o Brasil
PBX: 223-7388 - C.P.: 18.767 - SP - CEP: 01209
TELEX: 01131298 FILG

Viaje para o mundo maravilhoso e infinito dos sons além dos graves e agudos.

bravox

EG 80 F

o equalizador total para automóveis



Graves e agudos são os extremos do som.
Mas entre eles há um mundo maravilhoso
e infinito de nuances sonoras,
onde a maioria das vozes e instrumentos cria e
executa as mais lindas melodias.
Normalmente não percebemos toda essa beleza
com a nitidez necessária, ou então, as condições
acústicas do carro, a recepção do rádio, a reprodução
do toca-fitas, ou até mesmo as gravações nas fitas
não a realçam o suficiente.
O equalizador bravox EG 80 F, com 5 chaves deslizantes
e potente amplificador interno, possibilita
realçar ou atenuar todas as freqüências,
além dos graves e agudos.
O equalizador bravox EG 80 F leva você
a esse infinito e maravilhoso
mundo de sons. Viaje conosco, para
esse mundo fantástico.

hi-fi car bravox